Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

deel 63-nr.1-1998

INHOUD

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap
Correspondentie-adres: Postbus 39, 2260 AA Leidschendam.
e-mail: secretariaat@nerg.nl
Gironummer 94746 t.n.v. Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

Het Nederlands Elektronica- en Radiogenootachp (NERG) is een wetenschappelijke vereniging, gericht op elektronica, telecommunicatie en informatieverwerking.
Het doel van het NERG is om het wetenschappelijk onderzoek op deze gebieden te bevorderen en de verbreiding en toepassing van de verworven kennis te stimuleren.
(Internet WWW-site: http:// www.nerg.nl)

BESTUUR

LIDMAATSCHAP

Voor het lidmaatschap wende men zich via het correspondentie-adres tot de secretaris. Het lidmaatschap van het NERG staat open voor academisch gegradueerden en anderen, die door hun kennis en ervaring bij kunnen dragen aan het genootschap. De jaarlijkse contributie bedraagt voor gewone leden *f* 75,- en voor junior leden *f* 39,-. Bij automatische incasso wordt *f* 3,- korting verleend.
Gevorderde 1e fase studenten en 2e fase studenten komen in aanmerking voor het junior lidmaatschap en kunnen daartoe contact opnemen met de contactpersoon op hun universiteit.
In bepaalde gevallen kunnen ook andere leden, na overleg met de penningmeester, voor een gereduceerde contributie in aanmerking komen.
De contributie is inclusief abonnement op het Tijdschrift van het NERG en deelname aan vergaderingen, lezingen en excursies.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt gemiddeld vijf maal per jaar . Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en de telecommunicatie. Auteurs, die publicatie van hun onderzoek in het tijdschrift overwegen, wordt verzocht vroegtijdig contact op te nemen met de hoofdredacteur of een lid van de redactiecommissie.

REDACTIECOMMISSIE

ISSN 03743853

VAN DE VOORZITTER

Nu de algemene ledenvergadering van 28 maart l.l. achter de rug is, zit mijn eerste jaar als voorzitter er op. Dit lijkt een goed moment om even terug te zien naar wat het eerste jaar de aandacht heeft gevraagd, en tevens vooruit te kijken, wat er in het komende jaar voor plannen liggen om uit te voeren.

Mijn eerste aandachtspunt was dat de organisatie binnen *het bestuur*. Een vereniging als het NERG heeft een bestuur dat bestaat uit vrijwilligers, en is dus volledig afhankelijk van de vrijwillige inzet van mensen die bereid zijn om een bestuursfunctie te aanvaarden. Over de inzet van de bestuursleden kan ik niet anders dan met grote lof spreken. Als handicap wordt echter steeds ervaren het feit, dat we geografisch gespreid zijn over het land en sterk afhankelijk zijn van de communicatiemiddelen die ons ten dienste staan. Daarbij hebben we het afgelopen jaar een stevige verschuiving tot stand zien komen in de richting van "electronic mail". Op een enkele uitzondering na, beschikken alle bestuurleden over dit moderne communicatiemiddel, en dat is maar goed ook, want stuk voor stuk hebben de bestuursleden, ook weer op een enkele uitzondering na, een drukke baan. Daarnaast is het zo, dat we ook een modern middel als het Internet willen gebruiken, om de informatievoorziening naar onze leden en andere geïnteresseerden snel en met een lage toegangsdrempel te verzorgen. Hiertoe hebben we het afgelopen jaar de NERG-Website een facelift gegeven. Na een oproep hiertoe in deze rubriek heeft een van onze leden, Rob Kopmeiners, zich bereid verklaard om als Website-beheerder te gaan optreden. Hij heeft dat het afgelopen jaar met verve gedaan en behalve dat de site nu een modern aanzien heeft gekregen, is ze ook beter gestructureerd. Er zijn plannen om dit middel te gaan gebruiken om nog betere dienstverlening aan de leden te kunnen bieden. Hoe dat moet en op welke termijn dat kan gebeuren, vormt een punt van overleg tussen het bestuur en de Web-beheerder. Voor degenen die dat nog nooit hebben gedaan, is het instructief om de Web-site eens te bezoeken (URL: http://www.nerg.nl).

Naast de onderlinge bestuurscommunicatie en de communicatie met de leden, stond een verdere definitie van de procedures binnen het bestuur en van bestuur richting leden op het programma. Hiertoe hebben we voor intern bestuursgebruik een "Memorandum bedrijfsvoering voor het NERG" opgesteld. Een eerste concept trof ik al aan bij mijn aantreden en heb dit samen met het gehele bestuur verder uitgewerkt en operationeel gemaakt; het stuk wordt voortdurend uitgebreid en verbeterd. Hoewel dit memorandum op zichzelf niet van direct belang is voor de leden, is het van groot belang voor de afspraken en de continuïteit binnen het bestuur, en indirect dus ook voor de leden.

Een tweede punt van aandacht is het laatste jaar de *leden-enquête* geweest. Aangezien hierover in het vorige nummer van Het Tijdschrift door verschillende portefeuille-houders al uitvoerig is geschreven, wil ik daar nu verder niet meer over zeggen, dan dat het bestuur de komende jaren bij alle activiteiten richting leden zich zal laten leiden door de uitkomsten van deze enquête, en dus door de wensen van onze leden.

Een derde punt is de vernieuwing van *Het Tijdschrift*. Het uitwendige is nu gerenoveerd, en naar de persoonlijke reacties gemeten, zeer positief ontvangen. Echter, zoals de hoofdredacteur al zei in het eerste nummer met de nieuwe jas, daar moet het niet bij blijven. De inhoud moet ook aangepast en vooral verlevendigd worden. Hier ligt een taak en uitdaging voor alle leden lijkt me. Het is niet aan de redactie om kopij te leveren, zij begeleidt alleen de uitgave en bewaakt de inhoud en vorm, maar de leden moeten kopij leveren. Dat kan door wetenschappelijke artikelen over nieuwe ontwikkelingen, maar ook door bijdragen aan nieuwe rubrieken die de redactie in het leven wil roepen, of door als correspondent op te treden. Ik roep u allen op (en neem een boze reactie van de hoofdredacteur maar voor lief) om de redactie te overspoelen met kopij, zodat zelfs de penningmeester gaat klagen, dat de kosten voor uitgave van zoveel nummers de begroting zwaar overschrijden.

In mijn vorige bijdrage aan deze rubriek heb ik genoemd, dat het NERG naarstig op zoek is naar nieuwe en zinvolle invulling van zijn onderwijstaken. Ik constateerde toen, dat die langzaam maar zeker zijn uitgedund in de loop der jaren. Onlangs heb ik een nieuw idee ontwikkeld, dat zich richt op brede lagen van het onderwijs. We zien de laatste jaren een verminderde belangstelling voor het vakgebied van het NERG. Het initiatief is er mede op gericht om die belangstelling nieuw leven in te blazen. Aangezien het initiatief nog besproken moet worden in het bestuur heeft het nog geen definitieve vorm en kan ik er nu niet meer over zeggen, maar wellicht een volgende keer.

De *samenwerkings-overeenkomst* met het IEEE is afgelopen jaar definitief afgerond door handtekeningen van de presidenten van beide organisaties, NERG en IEEE. Op het laatste moment trad nog aanzienlijke vertraging op, omdat IEEE vergeten was in de overeenkomst op te nemen, dat zij geen dubbele kortingen geven op het lidmaatschapsgeld aan gemeenschappelijke leden. Dat wil zeggen dat IEEE-leden die korting krijgen omdat ze gepensioneerd of juniorlid zijn geen extra korting krijgen op basis van een dubbel lidmaatschap NERG/IEEE. Voor het overige is het afgelopen jaar een voornemen gemaakt om gezamenlijk activiteiten te ontplooien, zoals bijv. werkvergaderingen. Ook met andere professionele, elektrotechnische organisaties zoals KIVI, IEE en AES zijn dergelijke principe-afspraken gemaakt. In eerste instantie zal dat zich beperken tot de wederzijdse toegankelijkheid van elkaars evenementen. Nadere uitwerking van de voorwaarden hiertoe volgt nog.

Tot slot nog het belangrijkste onderwerp van de laatste algemene ledenvergadering. Dit werd gevormd door het bestuursvoorstel om afgestudeerde HBO-ers op het vakgebied van het NERG als lid toe te laten op dezelfde voorwaarden als academisch afgestudeerden. Dit werd door het bestuur in de vorm van een *wijziging van de statuten en het huishoudelijk reglement* aan de ALV voorgelegd. Echter door een mis-communicatie binnen het bestuur werden die stukken statutair te laat naar de leden verstuurd. Daarom had het bestuur besloten om het voorstel niet in stemming te brengen, maar alleen als discussiestuk aan de vergadering voor te leggen. De uitkomst van de discussie zal verwerkt worden in een nieuw voorstel voor een volgende ALV. Het bestuursvoorstel op zich ontmoette weinig weerstand, hoewel enkelen vreesden, dat het wetenschappelijk karakter van de vereniging dan verloren dreigt te gaan. Dit zou kunnen worden tegengegaan door van zowel WO- als HBO-kandidaatleden te eisen, dat hun aanmelding gesteund wordt door ten minste twee leden. Aangezien dit een verzwaring is t.o.v. de huidige toelatingseisen voor academisch opgeleiden, werd dit door de vergadering als ongewenst beschouwd. Tenslotte werd een meerderheid gevonden voor het idee om WO-ers en HBO-ers gelijk te behandelen, maar iedereen op het aanmeldingsformulier te laten verklaren, dat hij/zij de wetenschappelijke doelstelingen van het NERG onderschrijft en ondersteunt.

Een ruimere toelating voor HBO-ers heeft als achtergrond een bredere participatie in de activiteiten van het NERG, en de mogelijkheid om actiever en met succes (jonge) leden te kunnen werven onder afgestudeerde HBO-ers.

Wim van Etten, voorzitter NERG
leerstoel Telecommunicatie
Universiteit Twente
Kamer INF 5061
Postbus 217
7500 AE ENSCHEDE

tel. 053-4893872
fax. 053-4893247
e-mail: etten@cs.utwente.nl

Considerans, uitgesproken door prof.dr.ir. J. Davidse

bij de uitreiking van de Vederprijs op 26 maart 1998.

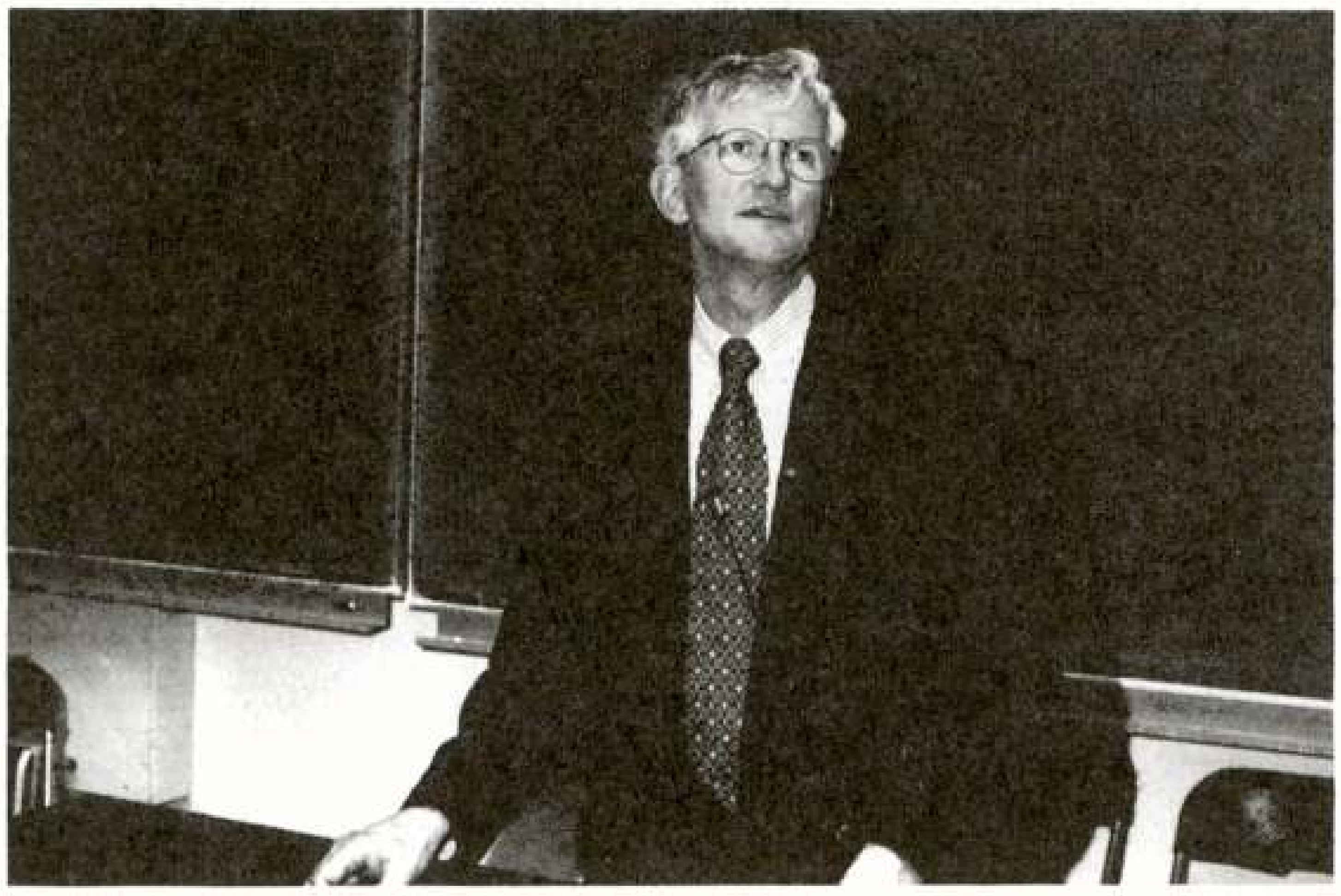
In zijn vergadering van 23 januari 1998 heeft het Bestuur van het Wetenschappelijk Radiofonds Veder besloten een prijs toe te kennen aan de heer Michael Hendrikus Laurentius Kouwenhoven voor zijn "Bijdrage tot de ordening en verdieping van de kennis van demodulatiemethoden voor FM-signalen".

Frequentiemodulatie als middel om signalen via modulatie op een hoogfrequent draaggolf over te dragen heeft een lange historie. In het begin van deze eeuw werkten sommige systemen voor de overdracht van morsesignalen al met een methode die beschouwd kan worden als een primitieve vorm van frequentiemodulatie (frequency shift keying). Gedurende de eerste decennia van deze eeuw is er weinig aandacht geweest voor deze modulatiemethode. Dit veranderde in de twintiger jaren, toen men zich ging bezinnen op de problemen die men ondervond bij de snel toenemende belasting van de destijds voor de radio-omroep beschikbare frequentiebanden. De mening bestond dat de toepassing van frequentiemodulatie met een zeer geringe frequentiezwaai het wellicht mogelijk zou maken de bandbreedte die voor de overdracht van een audiosignaal nodig is sterk te beperken. Dat deze op een misleidende intuïtieve interpretatie steunende verwachting fundamenteel fout is, was niet voor een ieder duidelijk. Eigenlijk merkwaardig als je bedenkt dat het concept 'zijbanden' al eerder bij de theoretische analyse van amplitudemodulatie was ontdaan van zijn mathematische mystiek, zij het ook niet zonder slag of stoot. Fundamenteel inzicht wordt niet zelden moeizaam verworven. Als het eenmaal goed geordend beschikbaar is kan men zich in terugblik nauwelijks voorstellen dat de doorbraak ervan pijn en moeite gekost heeft. Waar men omstreeks 1925 mee worstelde is nu voor een tweedejaars-student in de elektrotechniek een vanzelfsprekendheid die geen enkele discussie behoeft. Gelukkig maar, want anders zou bij het toenemen van de kennis licht overbelasting van het menselijk bevattingsvermogen optreden.

Demodulatie van FM-signalen is gedurende de laatste halve eeuw vele malen onderwerp geweest van diepgaande studies. Niettemin bleven er aspecten die niet volledig begrepen werden. Met name moet daarbij genoemd worden het gedrag van demodulatoren bij ontvangst van sterk gestoorde signalen. Niet zo vreemd als je bedenkt dat het daarbij gaat om sterk niet-lineaire processen, werkend op stochastisch vervuilde ingangsgrootheden. Ook coryfeeën die hierover intensieve studies verricht hebben, kwamen er niet helemaal uit. Het is dan ook een niet geringe verdienste van de heer Kouwenhoven dat hij niet alleen het gehele terrein van de demodulatietechnieken voor FM-signalen systematisch geordend heeft, maar ook de theorie op essentiële punten gecompleteerd heeft. Hij is daarbij tot opmerkelijke conclusies gekomen met evidente implicaties voor de praktische uitvoering van FM-demodulatoren. Ik noem zijn resultaten ten aanzien van het optreden en het bestrijden van de verschijnselen die gewoonlijk aangeduid worden met de termen 'clicks' en 'cycle slips'. Belangrijke praktische implicaties zijn de toepassing van zogenaamde 'zachte begrenzers' in specifieke ontvangsituaties en zijn vergelijkende analyse van de toepassing van 'frequency feedback' en 'phase feedback'. Op dit laatste punt, waarover nog altijd onzekerheid bestond, heeft het onderzoek van de laureaat geleid tot een op een overtuigende argumentatie berustende heldere uitspraak in het voordeel van 'phase feedback'.

De Heer Kouwenhoven heeft zijn onderzoek op een heldere en zeer leesbare wijze vastgelegd in een lijvig proefschrift, waarop hem op 23 maart cum laude de doctorstitel is verleend. Samenvattend kan gesteld worden dat de laureaat met zijn onderzoek een wezenlijke bijdrage heeft geleverd tot de vermeerdering van de kennis van demodulatietechnieken voor FM-signalen. Een bijzondere verdienste is dat hij het niet gelaten heeft bij theoretische analyses, maar ook met echte ingenieursbenadering de implicaties voor de praktische ontwerpkunde in het licht heeft gesteld. Het verheugt het Bestuur van het Wetenschappelijk Radiofonds Veder zijn naam te kunnen toevoegen aan de lijst van laureaten die teruggaat tot de eerste toekenning van een prijs in het jaar 1929.

BIJ DE UITREIKING VAN DE VEDERPRIJS



De heer C. de Hoog, secretaris van het Wetenschappelijk Radiofonds Veder

Prof. Davidse (links) overhandigt de prijs aan de laureaat, dr.ir. M.H.L. Kouwenhoven (rechts).

De heer Kouwenhoven en zijn aandachtig gehoor tijdens zijn voordracht (zie ook volgende blz.)

HIGH- PERFORMANCE FREQUENCY-DEMODULATION SYSTEMS

Michiel H.L. Kouwenhoven
Electronics Research Laboratory/DIMES, Delft University of Technology
Mekelweg 4, 2628 CD Delft, The Netherlands
E-mail: m.h.1. kouwenhoven@its.tudelft .nl

Abstract

Despite the wide-spread application of frequency modulation in numerous radio communication systems, both analog and digital, FM demodulator design is still hampered by many gaps between theory and design practice. Further, a unifying design theory for FM demodulators is missing. This paper outlines a structured approach to FM demodulator design, intended to serve as a unifying framework for FM demodulator design.

1 Introduction

After being in use for more than sixty years, frequency modulation (FM) still plays an important role in todays radio communication. Besides FM broadcasting, the oldest and probably best known application, many systems using a digital equivalent of the analog FM scheme as FSK/GMSK have been put in use in recent years, such as GSM and DECT telephony. In the future, more complex schemes that are also somehow related to FM, such as OFDM, will be used in applications as digital audio and video broadcasting (DAB/DVB).

Despite this wide-spread use and relatively long history of FM transmission, FM receiver and FM demodulator design is still hampered by the many gaps between theoretical characterization of FM at one side, and their consequences for receiver and demodulator implementation at the other side.

Theory accurately predicts many characteristics of FM transmission and reception. The transmission performance in the presence of small noise and interference was developed already in the period 1930-1950. Models for the performance in the presence of strong noise and interference, i.e. around the demodulation threshold, were developed between 1950 and 1970. A famous example of such theories is Rice's click noise model [1] for the threshold of FM demodulators that are preceded by a hard-limiter. In the same period, attention was paid to "threshold extension" by means of phase feedback and frequency feedback, implemented using PLLs and frequency feedback receivers (FMFB)/ dynamic tracking filters.

considers the various FM demodulation

The drawback of these theories is, however, that they hardly describe how to implement the receiver, in order to attain the best possible performance.

The focus of communication system design on IC technology, starting in the late 1970s, has lead to the realization of fully integratable demodulators and receivers [2-5]. This allows an increase in complexity of receiver architectures, but at the same time puts severe restrictions on the types of electronic components that can be used: demodulators like the ratio detector, implemented with the aid of a transformer, are therefore not allowed. The consequences of these restrictions on the demodulator performance, and the upper limit on this performance, remained unclear.

The lack of a unifying framework that encompasses theory and design practice becomes especially apparent in the design of high-sensitivity demodulators, intended for operation in the presence of strong noise and interference, required in applications as car radio and wireless telephony. To establish a high quality communication link in the presence of strong noise and interference, such systems should systematically exploit all degrees of freedom provided by both theory and practice.

This paper outlines a structured approach towards FM demodulator and receiver design, that aims at the realization of a unifying framework, by providing insight into the various available principles for FM demodulation and their performance. A more detailed description is given in [6].

An outline of the paper is as follows. Section 2 principles, while section 3 considers their

considers the various FM demodulation principles, while section 3 considers their performance. Section 4 considers some aspects of FM receiver design. Section 5 presents the conclusions.

2 FM Demodulator Classification

FM demodulators can be constructed in numerous ways, according to very different principles. In order to structure FM demodulator and FM receiver design, it is highly desirable to have an overview of all principally different possibilities to construct FM demodulators. Such an overview, i.e. a classification, allows a deliberate selection of the most suitable demodulator type for a certain application at a very early design phase.

This section classifies FM demodulators on the basis of the operating principles that constitute the demodulator operation. Subsequent sections consider the performance of demodulators in the resulting classes.

Direct versus Indirect Demodulation

Theoretically, FM demodulation principles can be subdivided into two main classes: direct and indirect demodulation principles.

With "direct demodulation", we refer to algorithms that read/measure the modulated parameter(s) from the received carrier wave directly, i.e. without prior conversion of the information to other carrier parameters. Thus, an FM demodulator of this type would measure the *instantaneous* frequency of the received FM wave. From physical considerations follows, however, that such FM demodulators cannot exist, since the instantaneous frequency of a carrier wave cannot be measured directly. The latter is due to the fact that the instantaneous frequency is not directly related to the wave energy. Instead, FM demodulators should convert the message information to the carrier amplitude or phase. These parameters are directly measurable, since they are directly related to the carrier energy, and the energy of the wave in phase

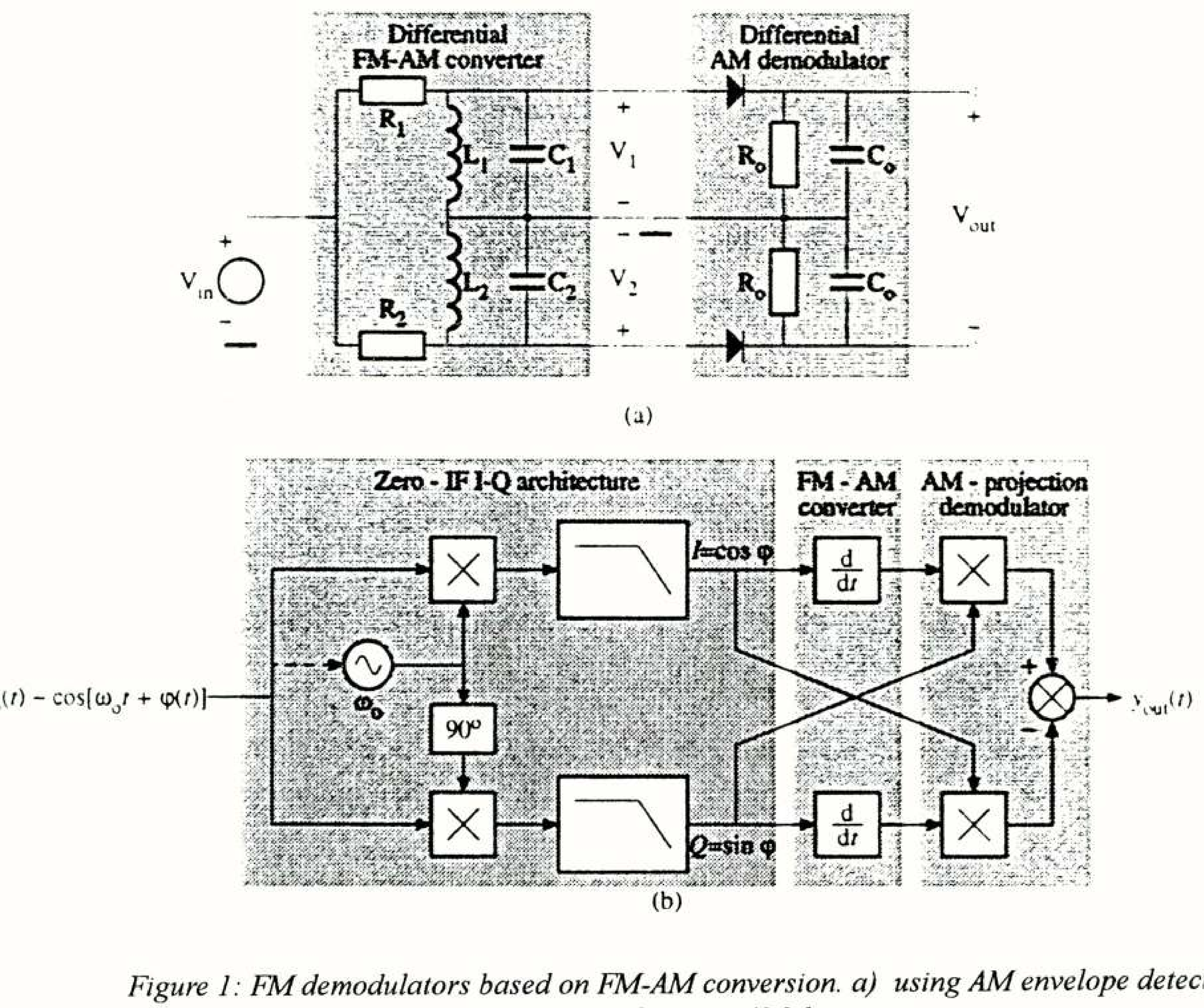


Figure 1: FM demodulators based on FM-AM conversion. a) using AM envelope detection. b) using synchronous AM detection.

quadrature with the received carrier.

With "indirect demodulation", we refer to algorithms that convert the message information to another carrier parameter, and subsequently measure that parameter. An example of this is FM demodulation through FM-AM conversion. In that case, the message information contained in the instantaneous frequency of the FM wave is first copied to the carrier amplitude, resulting in an FM-AM wave. Subsequently, AM demodulation (measurement of the carrier amplitude) is applied. As may be concluded from the foregoing discussion, all FM demodulator implementations are based on indirect demodulation principles. Each of these principles is discussed in more detail below.

Demodulation through FM-AM Conversion

FM demodulators based on FM-AM conversion convert the message information from the instantaneous carrier frequency to the instantaneous carrier amplitude, and subsequently demodulate (measure) this amplitude.

The FM-AM conversion is established through differentiation of the FM wave to time, resulting in an FM and AM modulated wave. The message information can be retrieved from this wave with the aid of AM envelope detection, that determines the modulus of the carrier amplitude, or by means of synchronous AM detection, that determines the projection of the carrier amplitude on a reference wave.

An implementation of both types of FM-AM conversion FM demodulators is depicted in figure 1. Figure 1(a) depicts an FM demodulator that was frequently used in the 1930s. The FM-AM conversion is implemented by a detuned LC-tank, while the AM envelope detection is implemented by a peak detector. Figure 1(b) depicts a recent digital implementation of the second subclass. Here, the FM-AM conversion is established by a precise digital differentiator. The output of this differentiator is subsequently synchronously AM demodulated.

Demodulation through FM-PM Conversion

FM demodulators based on FM-PM conversion convert the message information from the instantaneous carrier frequency to the instantaneous carrier phase, and subsequently demodulate (measure) the phase difference between this wave and the original FM input wave.

FM-PM conversion is equivalent to differentiation of the instantaneous FM carrier phase to time. It can be implemented in four fundamentally different ways, that each correspond to a different approximation of the definition formula for differentiation to time.

In the first approach, the differentiation of the FM carrier phase is approximated with the aid of a delay element, as shown for a quadrature demodulator in figure 2(a). The PM demodulator in this figure determines the phase difference between the input and output of the delay element. For small delays τ_d , the ratio of this phase difference and τ_d approximates the time-derivative of the FM carrier phase, which is equivalent to the instantaneous FM carrier frequency.

In the second approach, phase feedback instead of a time-delay is used to generate a phase difference proportional to the FM message, as depicted in figure 2(b). The phase feedback loop regenerates the input FM wave, thereby driving the phase error in the loop to zero. In the absence of noise, the input signal of the controlled oscillator in the loop exactly equals the original FM message signal. In fact, the feedback loop in these demodulators implements the limit operation to time, as encountered in the definition formula for time-differentiation.

In the third approach, the derivative of the carrier phase is determined by measuring the time that is required for the FM wave to cross a fixed phase interval, e.g. equal to 2π. The ratio of the fixed phase difference and the measured time interval resembles the FM message signal. This scheme is implemented by the well-known pulse count detector, schematically depicted in figure 2(c).

In the fourth approach, the order of FM-PM conversion and PM demodulation is interchanged. First, the FM carrier phase is detected by a PM demodulator. Subsequently, differentiation to time establishes the phase-frequency conversion. Of course, such postdetection conversion demodulators, as depicted in figure 2(d), operate correctly only for narrow band FM waves, where the FM message only slightly varies the carrier phase.

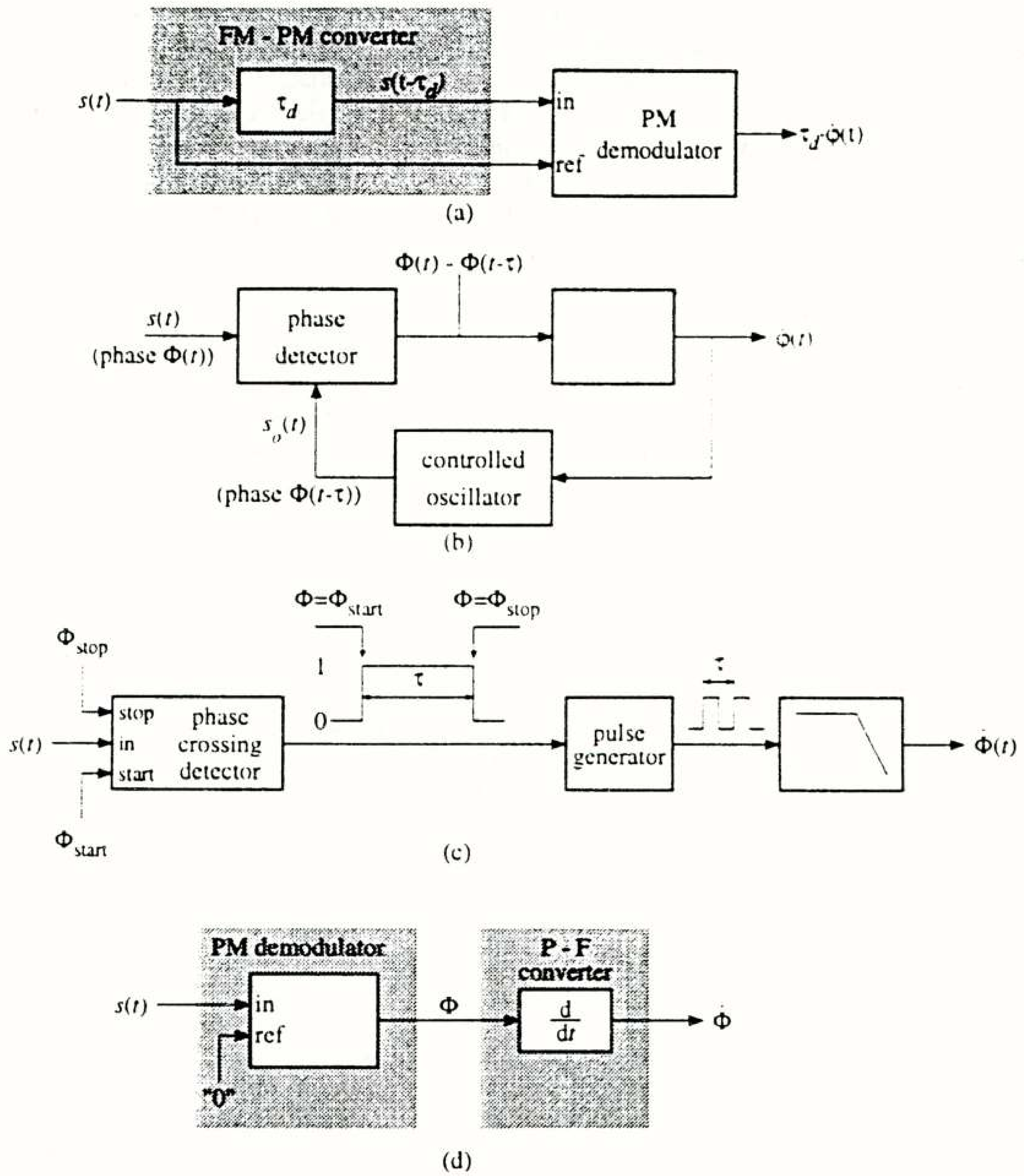


Figure 2: FM demodulators based on FM-PM conversion. a) classic analog implementation. b) recent digital implementation.

Demodulation through FM-PM-AM Conversion

The class of FM-PM-AM conversion demodulators is in fact a special subclass of FM-PM demodulators, that uses indirect PM demodulation. Instead of measuring the phase difference directly, the PM demodulator in these systems convert the PM information to AM information, and subsequently applies AM envelope detection. A well-known implementation of this class of FM demodulators is the ratio detector, depicted in figure 3. It should be noted that the other possibility with two conversions, FM-AM-PM demodulation, cannot be used for FM demodulation: the original FM message information interferes with the AM-PM conversion, thereby destroying the message.

3 FM Demodulator Characteristics

In order to make a deliberate selection of the best suited FM demodulator type for individual applications, knowledge of an FM demodulator classification is not sufficient.

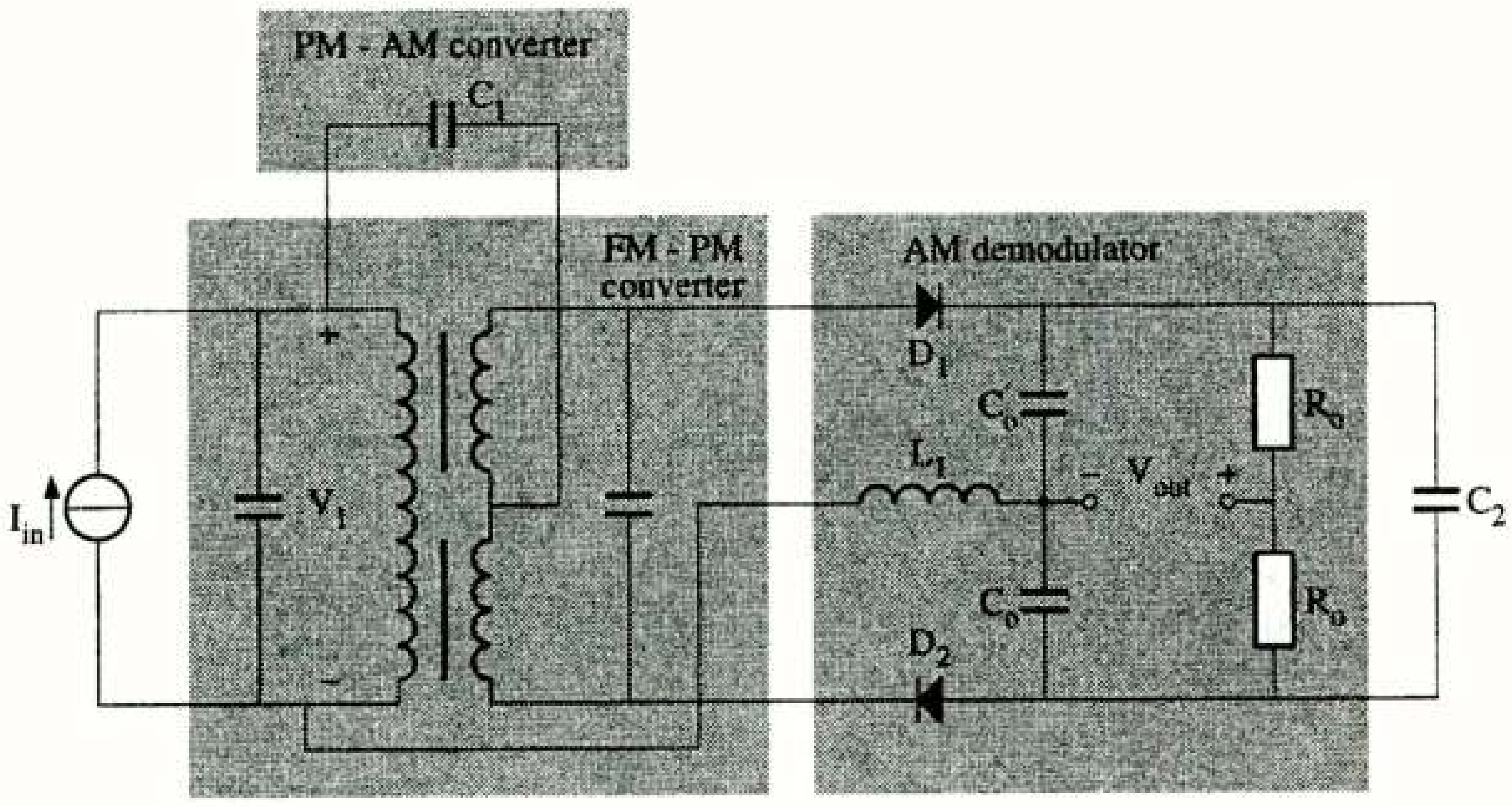


Figure 3: The ratio detector.

In addition, the main characteristics and the performance of the various demodulator subclasses should be known.

This section evaluates the performance of the various demodulator subclasses, using the maximum possible Signal-to-Noise and Distortion ratio (SNDR) in the demodulator for a given noise/interference level in the communication channel as a criterium. This SNDR is generally affected by three characteristics of the demodulator output signal:

- the maximum allowed swing of the FM message signal;
- the distortion level;
- the noise level.

In the sequel of this section, each of these characteristics, and its relation to the demodulator architecture, is considered in more detail.

Maximum FM Message Signal Swing

Electronic circuits have a finite dynamic range (DR). Signal swings inside circuits are somehow limited at the upper side by the supply voltage, while internally generated noise limits the signal swings at the lower side. An undistorted, high-quality FM demodulator output signal can therefore be obtained only when the demodulator output signal swing fits within this circuit DR.

In general, an FM demodulator output signal, which is proportional to the instantaneous frequency of the received FM wave, consists of two contributions:

- a DC component due to the constant FM carrier frequency;
- an AC component due to the FM carrier modulation.

The DC carrier component does not contain any valuable message information, but it often does occupy a significant part of the DR. Consequently, it limits the swing of the FM message signal, contained in the AC component, and thus reduces the maximum possible demodulator SNDR.

An high-performance FM demodulator, that has a large maximum SNDR, should therefore nullify the DC carrier component. However, not all types of FM demodulators are capable to achieve this. For example, in FM demodulators based on FM-AM conversion followed by AM envelope detection, the carrier component is at least equal to the maximum message signal swing. This is because AM envelope detectors cannot handle AM modulation indices larger than unity. Consequently, such FM demodulators cannot establish high-performance demodulation. Similar conclusions can be drawn for FM-PM-AM conversion demodulators and pulse-count like FM demodulators. All these demodulators require a nonzero carrier component.

Distortion

Distortion is another cause of performance, and thus SNDR, deterioration that arises when the signal path in a circuit or system contains nonlinearities. Due to the nonlinear nature of the FM scheme, nonlinearities in the FM message signal path may even arise when only linear processing is applied to the FM carrier

wave.

The FM-AM conversion and, when realized by a time-delay, also the FM-PM conversion in FM demodulators is established through linear filtering of the FM carrier wave. When improperly configured, such linear filtering may thus result in unacceptable distortion in the FM demodulator output signal. Assuming a zero FM carrier frequency (zero-IF), it can be shown [6] that band-limited FM-AM conversion with minimal distortion is achieved with a filter transfer that equals the product of the ideal differentiator transfer $j\omega$ and the transfer of a Maximum Flat Magnitude (MFM) filter, e.g. a Butterworth filter. Similarly, FM-PM conversion with minimal distortion is achieved by a Maximum Flat Delay (MFD) filter, such as a Bessel filter. When the IF frequency is nonzero, the transfer of the conversion filters should be centered around the IF frequency.

Noise

The output noise level of an FM demodulator is at least equal to the frequency noise level contained in the input FM wave. The power density spectrum of this noise typically possesses a parabolic shape, as depicted in figure 4, and increases with 20 dB per decade. In side the baseband frequency range [-W, W], where the message signal resides, a very low noise level is encountered, while outside the baseband a relatively high noise level is observed. The latter can easily be removed by a low-pass filter.

In many demodulators, however, the actual output noise level in the baseband region can be much larger than the frequency noise level due to the presence of a white noise floor (see figure 4). This noise floor, that severely deteriorates the output SNDR, is due to several contributions. One contribution is due to internal circuit noise. The noise of the FM demodulator input circuitry contributes mainly to the parabolic component, but the noise of the circuitry at the output, where the FM message has been converted into AM or PM, mainly contributes to the white component. In order to maximize the output SNDR, the noise that contributes to the white noise floor should be minimized, even when this results in a somewhat increased parabolic noise component.

Amplitude noise of the input FM wave yields another contribution to the white noise floor. Usually, this noise is eliminated by a hard-limiter at the demodulator input, but in some circumstances, especially at low input CNRs, it is advantageous to pass some amplitude noise to the output (see section 4). In the presence of a nonzero carrier component in

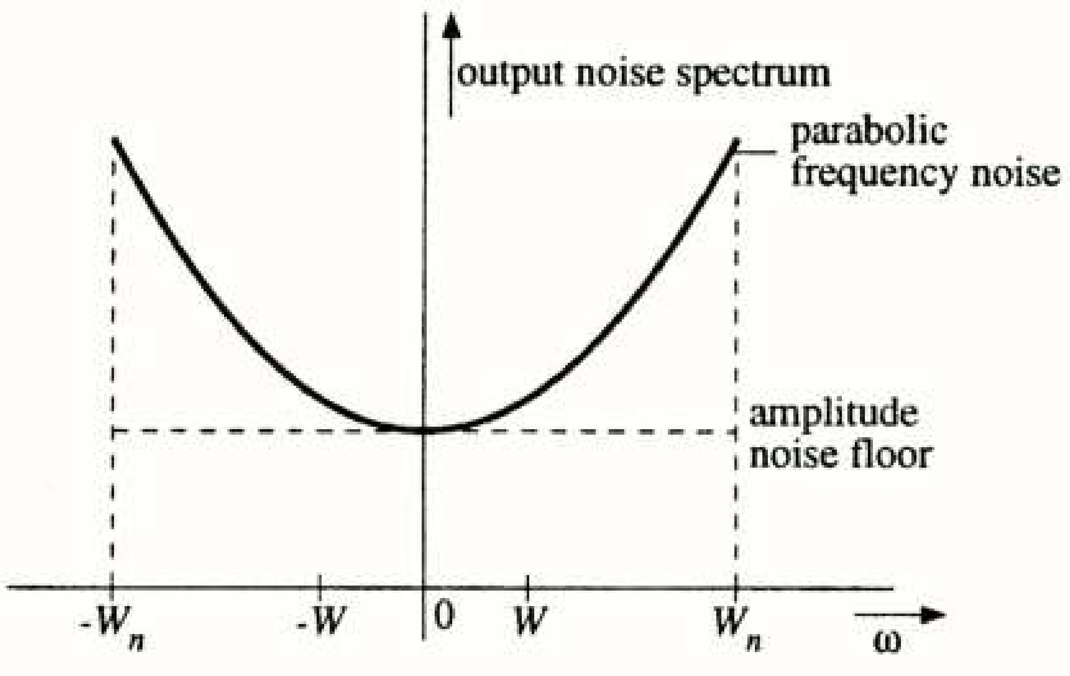


Figure 4: Typical demodulator output noise spectrum

the output signal, however, the amplitude noise contribution becomes much larger than intended. So again, this demonstrates that high-performance demodulation requires complete elimination of the DC carrier component.

4 FM Receiver Design

In order to operate correctly, an FM demodulator has to be embedded in a suitable FM receiver architecture that should at least provide it with a suitable input signal. In general, FM receivers apply a combination of pre-demodulation and post-demodulation processing in order to maximize the demodulator performance, as schematically depicted in figure 5. Frequency selectivity is required to extract the proper carrier wave from the received radio spectrum. Phase selectivity, used in combination with phase feedback demodulators, can be used to eliminate co-channel interference. Post-detection processing consists of operations as de-emphasis, low-pass filtering and sometimes impulse noise cancellation.

Three other important types of processing, amplitude compression, phase- and frequency feedback, are considered in more detail below, in conjunction with demodulator operation at low CNRs.

Amplitude Compression

In FM transmission, all message information is contained in the instantaneous frequency of the carrier wave. The carrier amplitude does not contain any message information. Therefore, significant improvement of the demodulator output SNR can be achieved by compression, or even complete elimination, of fluctuations in the demodulator input carrier amplitude that are due to e.g. noise or fading.

At high input CNRs, elimination of all amplitude

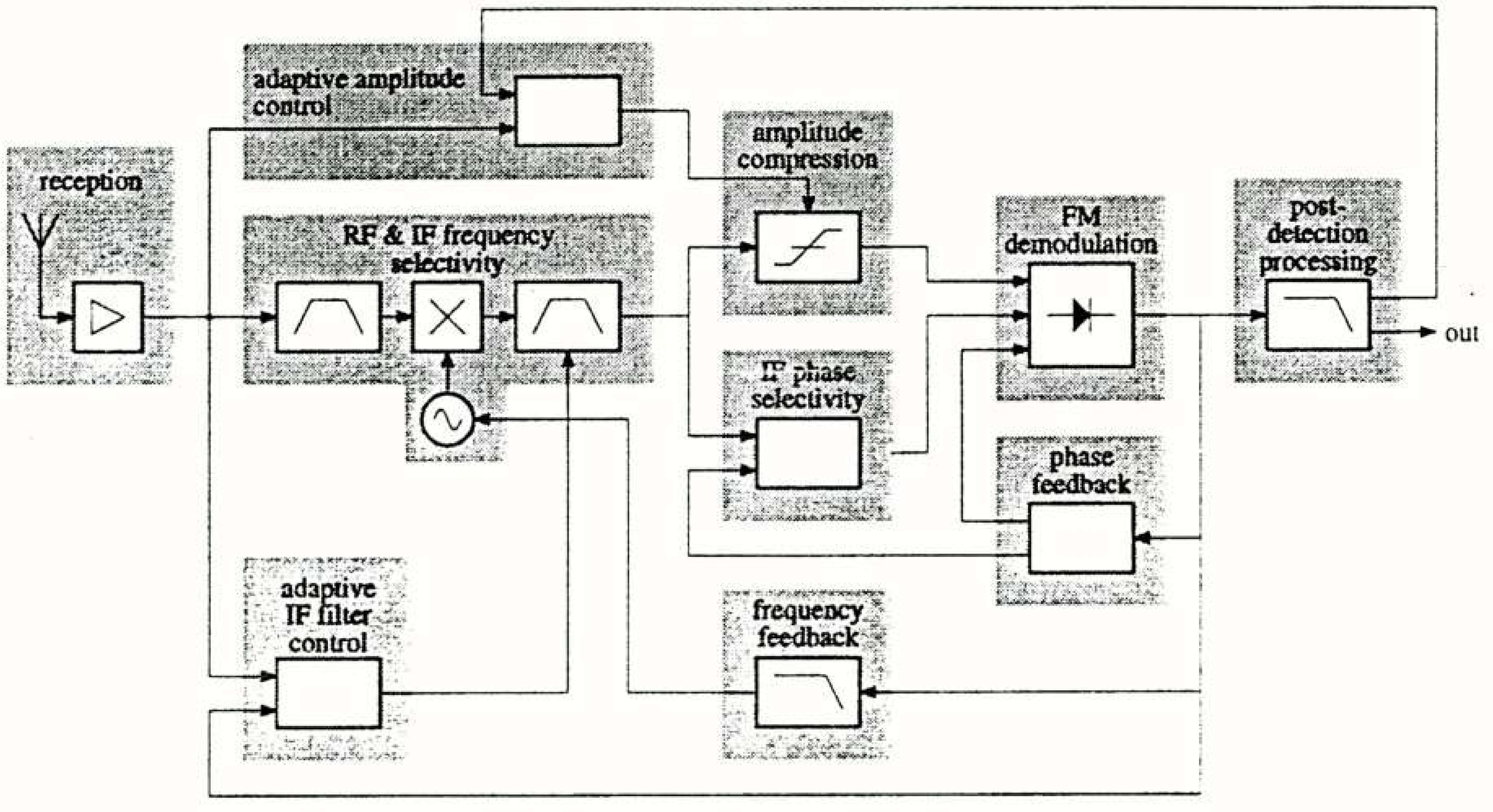


Figure 5: General FM receiver architecture.

fluctuations yields the highest possible output SNR. At low input CNRs, however, typically below 10 dB, this is no longer true. At these CNRs, strong amplitude compression causes the generation of impulsive click noise in the demodulator output signal that deteriorates the output SNR. In such circumstances, reduction of the amplitude compression level from infinity (hard-limiting) to a finite level, that allows part of the amplitude noise to enter the demodulator output signal, is a better alternative. This conclusion follows from the click noise mechanism itself. In fact, click noise is more or less the demodulator response to a deep noise fade in the FM carrier amplitude. Thus, the carrier amplitude does not contain the message information itself, but the fades contained in it do provide information about the reliability of the message. By elimination of amplitude fluctuations, the demodulator considers the message to be equally reliable for all time, i.e. even when a fade occurs. When only part of the amplitude fluctuations is eliminated, a fade in the demodulator input signal results in a fade in the output signal. Thus, in such demodulators, unreliable parts of the message contribute very little to the output signal, in comparison to reliable parts. The penalty to be paid for this is an increased noise level when the message is reliable: a trade-off between click noise and continuous background noise is thus established.

The trade-off between click noise and continuous noise can be used to determine the optimal level of amplitude compression, i.e. the level that maximizes the demodulator output SNR, for each input CNR. In order to determine this optimal compression level, the theory for FM demodulators with infinite compression [1] was extended to cover demodulators with finite compression. The theory was verified with simulations and measurements [6]. Figure 6 compares resulting SNR-CNR curve for optimal compression, obtained with the extended theory, with the curves for infinite and no compression. Clearly, optimal compression improves the output SNR at low input CNRs with about 5 dB over infinite compression.

Phase- and Frequency Feedback

Phase and frequency feedback exploit the property that the FM transmission bandwidth in wide-band FM systems is much larger than the bandwidth of the original message signal to improve reception at low CNRs. Although it is difficult to analyze their behavior exactly [7-9], it is clear that they establish so-called "threshold extension",i.e. a shift of the FM threshold to a lower input CNR, by filtering the FM wave with the message bandwidth, thereby eliminating all noise outside this bandwidth, prior to or during demodulation. Conventional demodulators, without feedback, process the FM wave in a bandwidth equal to the transmission bandwidth and apply filtering with the message bandwidth afterwards.

An important distinction between both techniques is that phase feedback is the operating principle of one of the FM demodulator subclasses (PLLs). Frequency feedback, however, is not

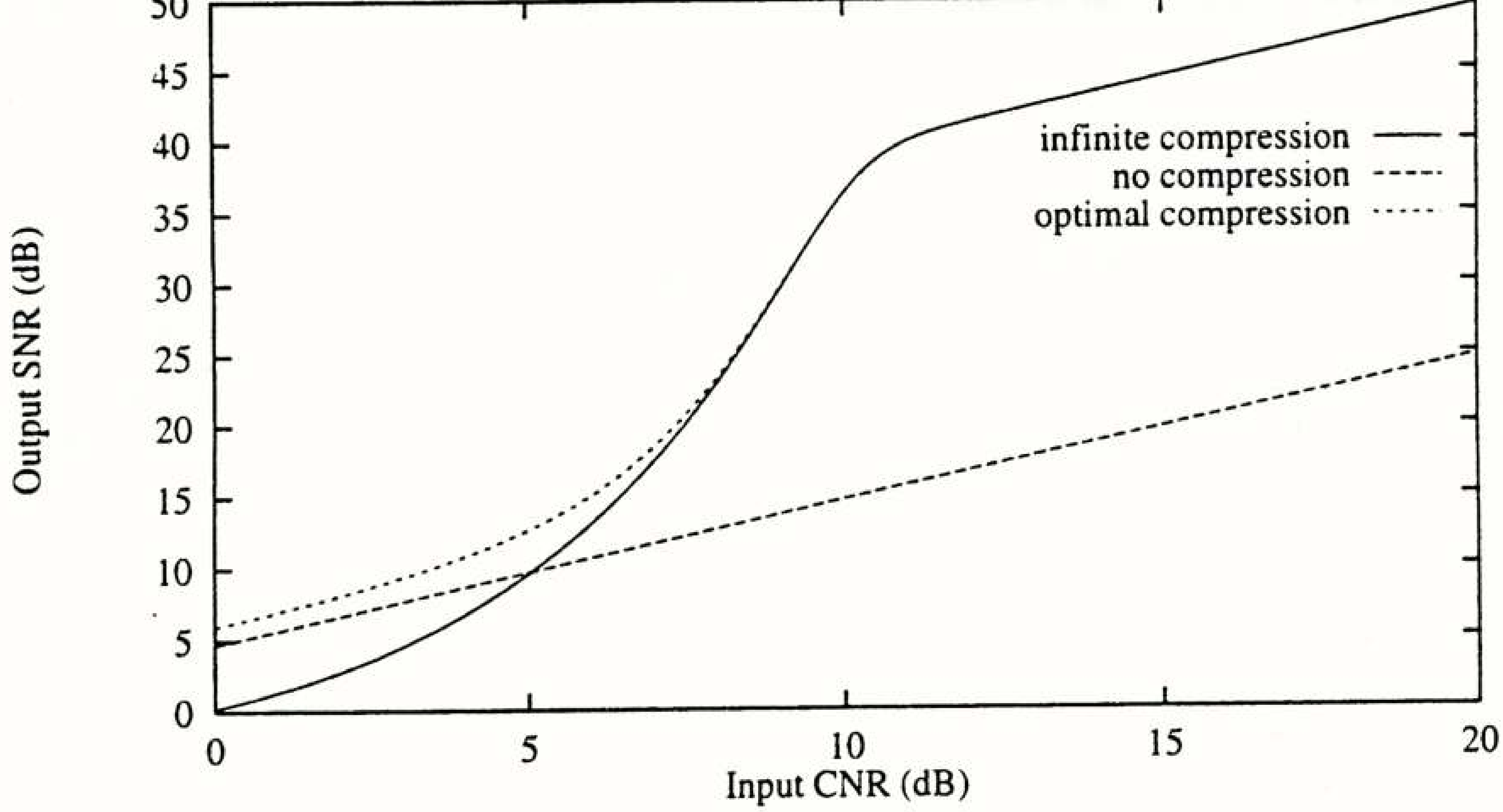


Figure 6: Optimal compression versus infinite and no compression

associated to a particular demodulator class but can be applied to any type of FM demodulator. Another important difference is that the feedback loop in a phase feedback demodulator, depicted in figure 7(a) does not include an IF filter, while the loop in a frequency feedback demodulator, depicted in figure 7(b) does include it. This has some important consequences for the performance of the frequency feedback receiver (FMFB) at low CNRs, in comparison to a phase feedback system. The threshold extension in FMFBs is based on the correlation between the input wave and the output wave of the oscillator in the feedback loop. At high CNRs, the oscillator tracks the input wave. This reduces the frequency deviation of the FM wave inside the loop and compresses its bandwidth, such that it can subsequently be filtered by the IF filter with a bandwidth that is considerably smaller than the original transmission bandwidth. Due to the filtering, the FM demodulator in the loop experiences an increased input CNR, such that its threshold shifts to lower receiver input CNRs. At low CNRs, however, noise causes the correlation between the input wave and the oscillator wave to become less effective, resulting in a less effective bandwidth compression. Eventually, the bandwidth of the compressed wave will become larger than the IF filter bandwidth. At this point, the FMFB operation starts to collapse.

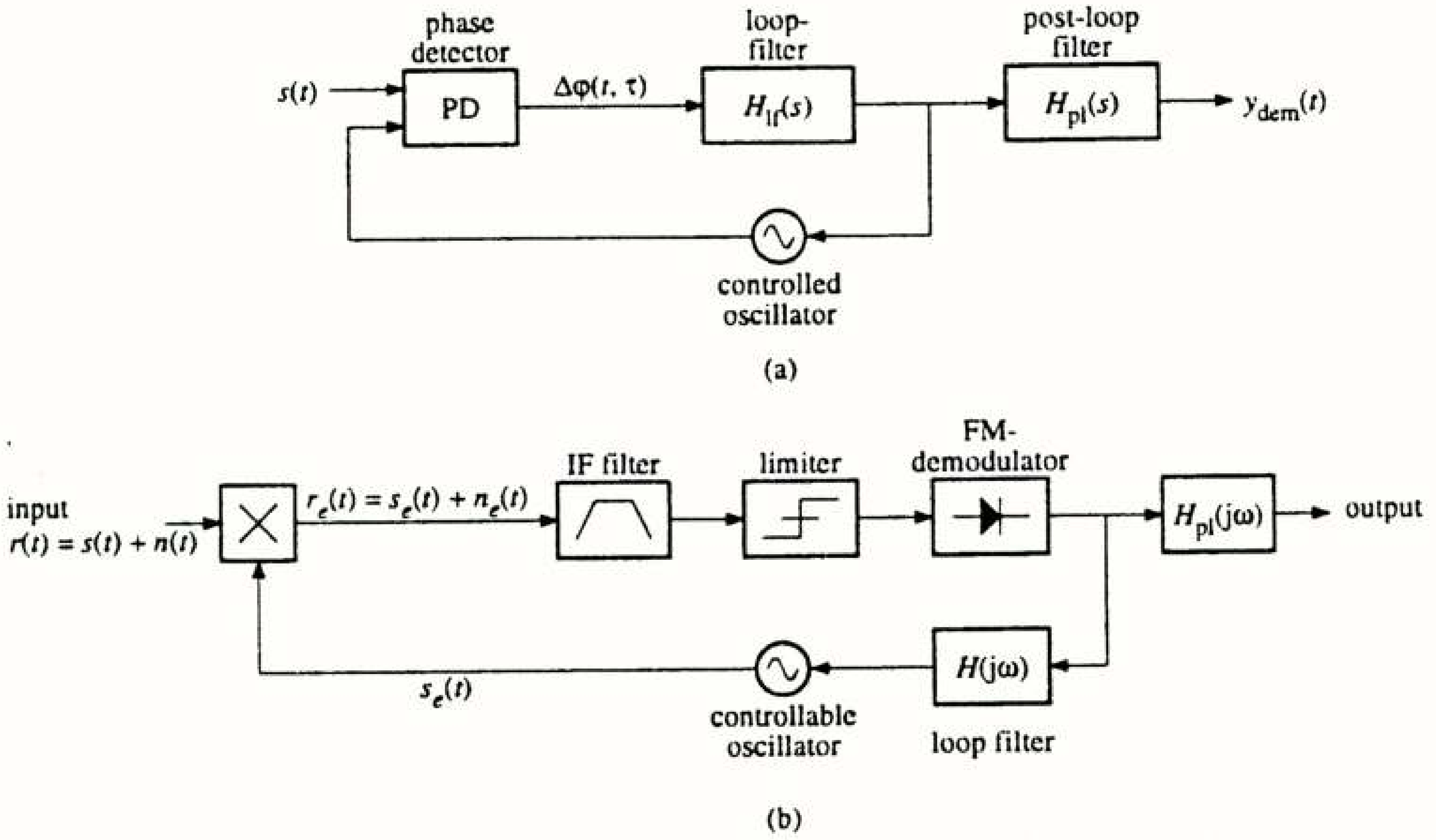


Figure 7: (a) Phase feedback demodulator. (b) Frequency feedback receiver.

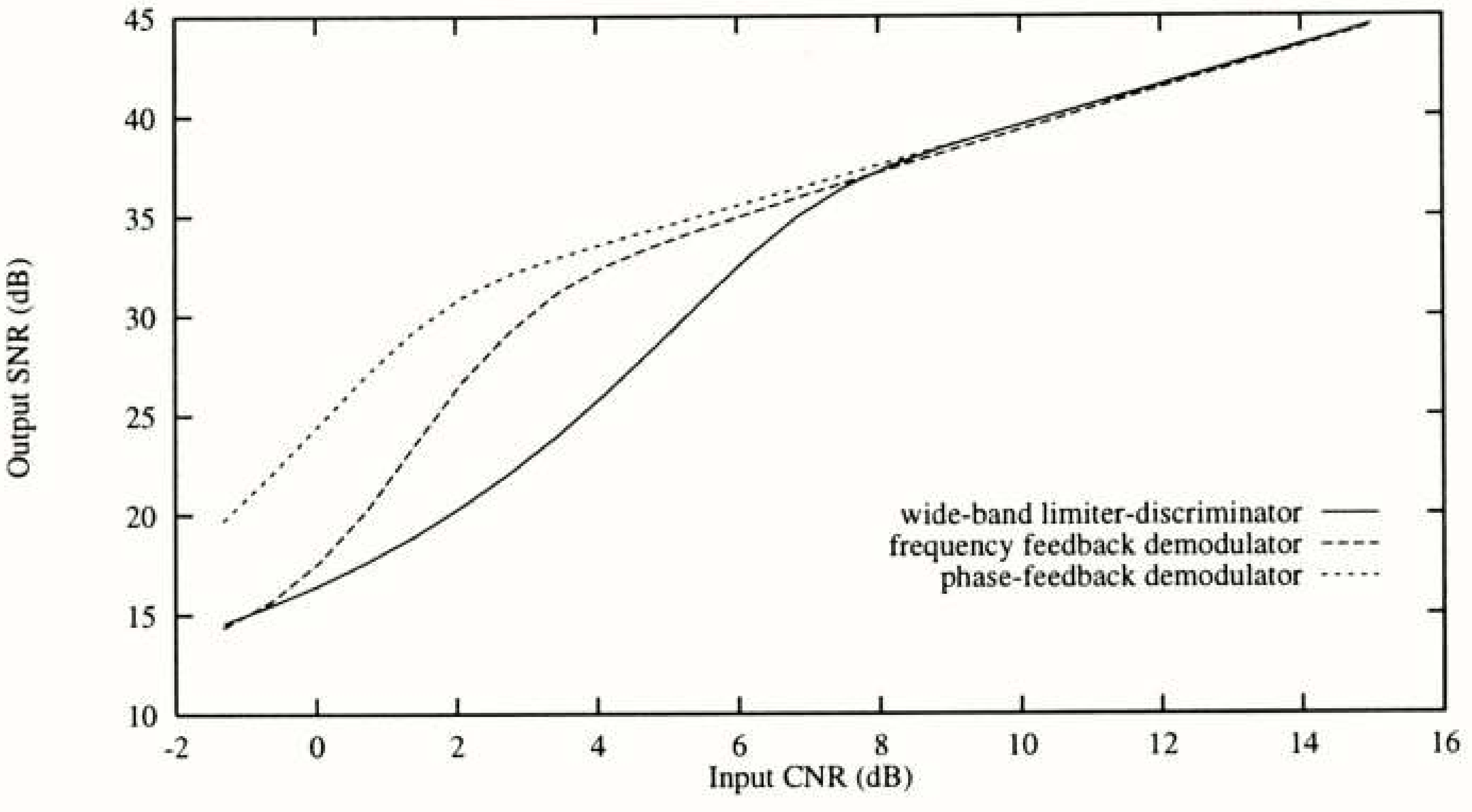


Figure 8: Threshold extension capability of phase feedback and frequency feedback demodulators.

The IF filter attenuates the insufficiently compressed FM wave and thereby reduces the CNR of the demodulator inside the loop. This in turn results in an increased noise level at its output and further de-correlation of the oscillator output and the receiver input FM wave.

Such carrier attenuation effects do not occur in phase feedback demodulators, due to the absence of an IF filter inside the loop. This leads to the conclusion that the threshold extension capabilities of phase feedback demodulators is probably somewhat larger than the threshold extension capabilities of FMFBs. This is also reflected by the computed SNR-CNR curves for these systems, depicted in figure 8.

5 Conclusions

This paper outlined a structured approach to FM demodulator design. A classification of FM demodulation algorithms showed that FM demodulators can only constructed according to indirect demodulation principles, i.e. those that convert the FM information to AM or PM prior to demodulation.

Subsequently, a discussion on important issues in the design of high-performance FM demodulators stressed the need at least to minimize the magnitude of the DC carrier component in the demodulator output signal. Demodulators that are incapable to minimize this component cannot establish high-performance FM demodulation.

Finally, the design of FM receivers, that embed FM demodulators such that their performance is maximized, was addressed. At low input Carrier-to-Noise ratios, a tradeoff between impulsive click noise and continuous noise in the demodulator output signal can be established by finite amplitude compression, which allows part of the FM carrier amplitude noise to enter the demodulator output signal. An optimal compression level that maximizes the output Signal to Noise ratio as a function of the input CNR was determined. Further, comparison of the threshold extension capabilities of phase feedback and frequency feedback receivers showed that phase feedback demodulators can probably attain a larger threshold extension than frequency feedback receivers.

Acknowledgments

The Ph.D. work described in this paper was carried out in close cooperation with Philips Research Laboratories, Eindhoven. The author would like to express his gratitude to W.G. Kasperkovitz, A. Sempel of Philips Research, and C.J.M. Verhoeven, A.H.M. van Roermund of The Delft University of Technology for their contributions.

References

[1] S.O. Rice, "Noise in FM receivers", in *Proceedings of the Symposium on Time Series Analysis, Brown University, 1962,* M. Rosenblatt, Ed. pp.395-422, John Wiley and Sons, New York, 1963.

[2] W.G. Kasperkovitz, "FM receivers for mono and stereo on a single chip", *Philips Technical Review*, vol.41, no.6, pp.169-182,1983-1984.

[3] A. Sempel and H. van Nieuwenburg, "A fully-integrated HIFI PLL FM-demodulator", in *Dig. IEEE International Solid State Circuits Conference*, Feb.1990, pp.102-103.

[4] W. Bijker and W.G. Kasperkovitz, "A top-down design methodology applied to a fully integrated adaptive FM IF system with improved selectivity", in *Proceedings of the European Solid-State Circuits Conference*, Sevilla, Sept.1993, pp.53-56.

[5] Bang-Sup Song and In Seop Lee, "A digital FM demodulator for FM, TV and wireless", *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II*, vol. vol.42, no.12, pp.821-825, Dec. 1995.

[6] M H. L. Kouwenhoven, *High-Performance Frequency-Demodulation Systems*, PhD thesis, Delft University of Technology, Delft, The Netherlands, Mar.1998.

[7] Andrew J. Viterbi, "Phase-locked loop dynamics in the presence of noise by FokkerPlauck techniques", *Proceedings of the IEEE*, vol.51, no.12, pp.1737-1753, Dec. 1963.

[8] W. C. Lindsey, "Nonlinear analysis of generalized tracking systems", *Proceedings of the IEEE*, vol.57, pp.1705-1722, Oct.1969.

[9] F.G.M. Bax, *Analysis of the FM Receiver with Frequency Feedback*, PhD thesis, Catholic University of Nijmegen, Nijmegen, The Netherlands, Oct.1970.

Biography

Michiel H.L. Kouwenhoven was born in Delft, the Netherlands, on July 8, 1971. He received the M.Sc. degree in electrical engineering from the Delft University of Technology in 1993 and the Ph.D. degree from the same university in 1998 (both cum laude).
Since 1997 he has been an assistant professor at the Electronics Research Laboratory, Faculty of Information Technology and Systems, Delft University of Technology, were he is engaged in courses on structured electronic design, a multi-disciplinary Ubiquitous Communications (UbiCom) research program, and a research program on nonlinear electronics. His main research interests include noise in nonlinear circuits and systems, and the development of design methodologies for wireless communication receivers and demodulators.

Voordracht gehouden tijdens de 461e werkvergadering

INTEGRATED CIRCUTS FOR RADIO TRANSCEIVERS IN DECT
&
RADIO RECEIVERS IN WIDE AREA PAGING.

P.T.M. Van Zeijl
Ericsson Radio Systems BV
Emmen

Abstract.
This paper presents two subjects: design considerations for an RF ASIC for the Digital European Cordless Telecommunications (DECT) standard and the considerations for integrated circuits for Wide Area Paging (WAP).
The RF transceiver ASIC for DECT applications incorporates a receive part and a transmit part utilising image rejection mixers and the active part of two VCOs (at 120 MHz and at 1.78 GHz). The image reject mixers show a large image rejection (> 30 dB) over a wide bandwidth (>700 MHz). The VCOs have been designed to minimise frequency changes due to power supply voltage changes or load changes (< 25 kHz/V pushing and < 5 kHz pulling). The second part details presents the EuRopean MEssaging Standard (ERMES) and the Motorola proprietary FLEX standard. The paging requirements point to a single-chip pager. The difficulties and the challenges for realising such a single-chip pager are presented.

---

1. Introduction.

The integration of radio transceivers becomes more and more state-of-the-art technology. It results in low-cost (number of mm^2 silicon, total component cost, minimum or no tuning points, minimum component count), easy to produce products. Issues like image rejection over a wide frequency range, the integration of VCOs (predictability of pushing, pulling, problems due to ESD protection and package parasitics) are still difficult or risky in integration. The design of circuits at 2 GHz also necessitates the designer to have knowledge of the Printed Circuit Board instead of only the silicon. Moreover, knowledge of the ASIC package in terms of inductance, capacitance and mutual coupling between ASIC pins is required to minimise risks of parasitic oscillations and to optimise the design in the application. The first part of this paper discusses the following subjects when applied to the design of an RF ASIC for DECT applications (1.9 GHz): ASIC block diagram, image rejection in the receiver and transmitter, the integration of a 1.78 GHz VCO with focus on the pushing and pulling specification.

The second part of this paper discusses integration of radio and digital circuits for Wide Area Paging applications. In Wide Area Paging, various standards like ERMES and FLEX are used. Some important radio performance parameters will be discussed. Various opportunities and challenges of implementing a complete pager system on a single chip will be discussed.

2. A radio transceiver for DECT.

A double heterodyne receiver was chosen for both the base-station and the handset implementation of the DECT radio. The first IF is at 110 MHz and the second IF is at 10 MHz. This requires 2 oscillators, the first at 1780 MHz and the second at 120 MHz.

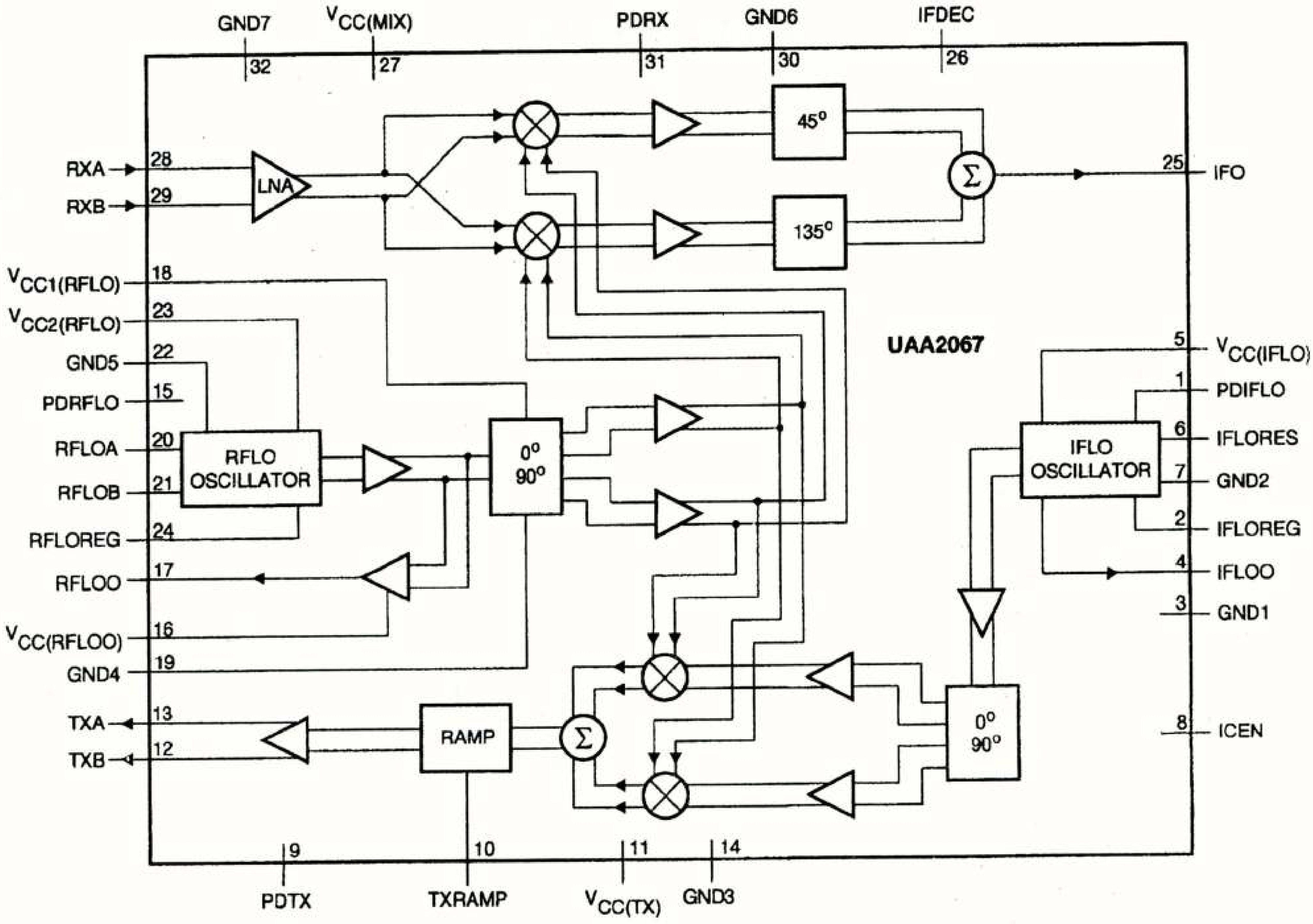


Figure 1. The block diagram of the ASIC.

For transmission, the 120 MHz oscillator is modulated with the data signal and up-converted to the DECT band (1.88 to 1.9 GHz). Synthesisers, IF parts and the power amplifier were already available components. The other parts are integrated in 1 RF ASIC: LNA, receive down-conversion mixer, a 1.78 GHz oscillator, a 120 MHz oscillator, the up-conversion mixer with a driver for the power amplifier, switches for switching ON/OFF every part, various bandgaps and power-supply regulators. Implementing image rejection mixers for RX and TX minimises the use of (expensive) off-chip RF filters. Figure 1 shows a block diagram of the ASIC.

2.1. RX and TX image rejection mixers for DECT.

The image rejection in the RX mixer was realised by using a low-pass/high-pass filter followed by limiting stages in the LO path (which is also used for TX) and an all-pass 45^0 and 135^0 phase-shifter in the IF part of the receiver. A limiter stage takes care that amplitude difference in the two LO branches are minimised. All-pass 45^0 and 135^0 phase-shifters are used in the 120 MHz oscillator for the TX image rejection. Figure 2 shows the measured image rejection of the receiver (IF is fixed to 110 MHz) and the transmitter (the frequency of the 120 MHz oscillator is fixed) versus LO frequency.

For an RX image rejection of 30 dB, the bandwidth is 700 MHz. For a TX image rejection of 30 dB, the bandwidth is 1150 MHz. The bandwidth limitation at high frequencies is due to the design.

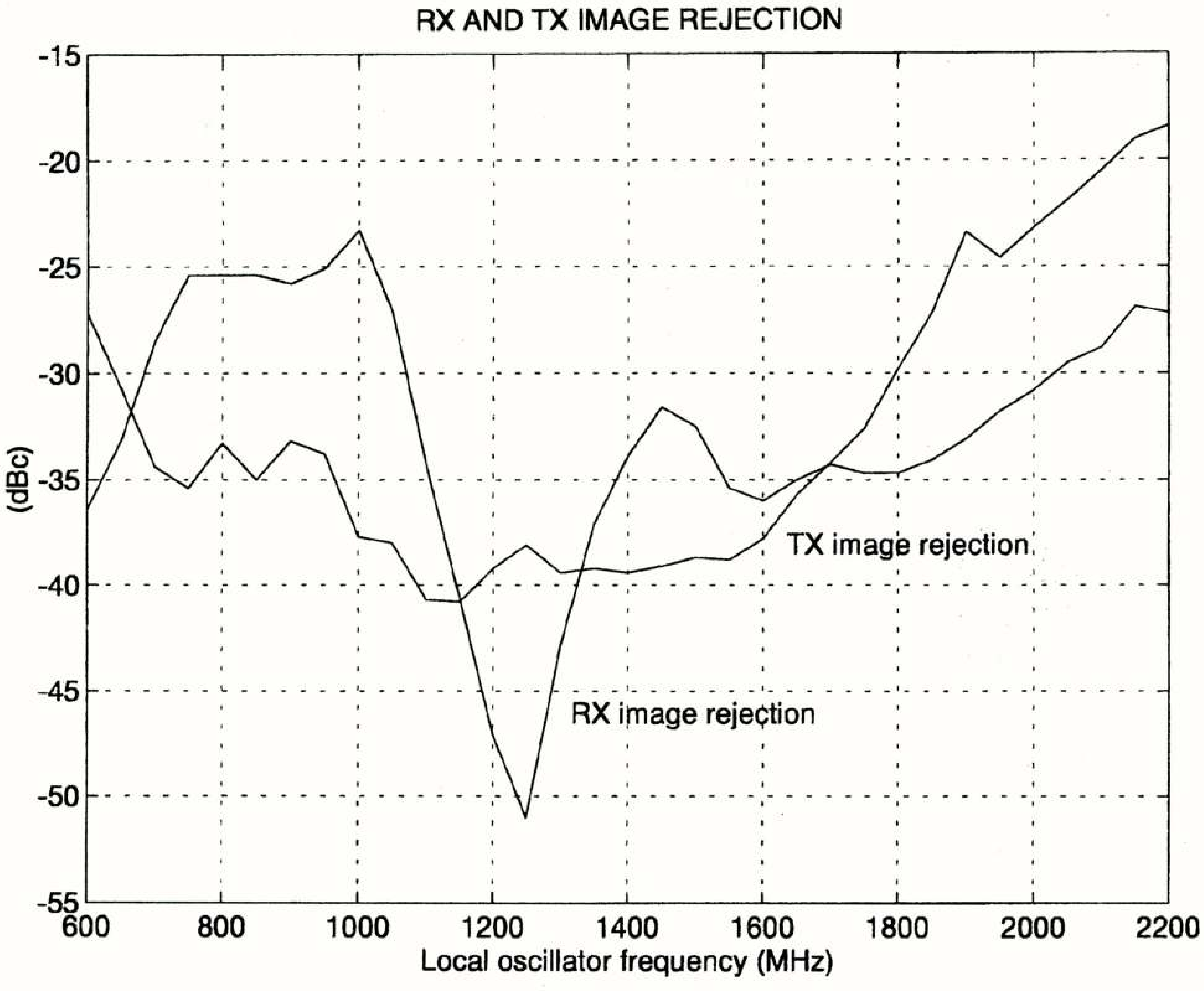


Figure 2. Measured RX and TX image rejection.

2.2. VCO pushing and pulling for DECT.
DECT type approval requires a very low "drift-in-slot", i.e. the frequency of the transmit signal is not allowed to shift more than 15 kHz in 1 DECT slot (417 μs) [1]. This resembles only 8 ppm of the DECT transmit frequency (1.89 GHz)! There are two causes for frequency shifts in the VCO:

1) Pushing: switching ON the power amplifier gives a change in power supply voltage (0.2 V for a worst case 0.5 ohm battery series resistance and 400 mA drawn by the power amplifier) and
2) Pulling: switching ON the power amplifier gives a change in the load impedance of the VCO.

The bandwidth of the PLL is too low (≈50 kHz) to correct disturbances on the VCO frequency within 1 slot. If a disturbance has taken place, the PLL will try to correct this and thus cause drift. In order to handle this requirement we must
1) *predict* the change in VCO frequency and
2) *minimise* the disturbance.

The frequency of an oscillator can be estimated from a SPICE transient analysis. However, such an analysis is quite time-consuming for reaching the required resolution (in the order of 1000000 periods *after* the oscillator has reached steady state).

A simpler method consists of simulating the oscillation conditions: The magnitude of the loopgain must be larger than 1 and the phase of the loopgain shall be a multiple of 360^0 at the frequency

of oscillation. In other words: the phase of the loop-gain will be 0^0 (or 360^0, or 720^0, etc) at the oscillation frequency, which only requires a (fast) AC analysis. Figure 3 shows the schematic of an oscillator. An AC current source in parallel with the tank is used as stimulus. Figure 4 shows the simulated phase for Vcc=3.0 V and Vcc--5.5 V.

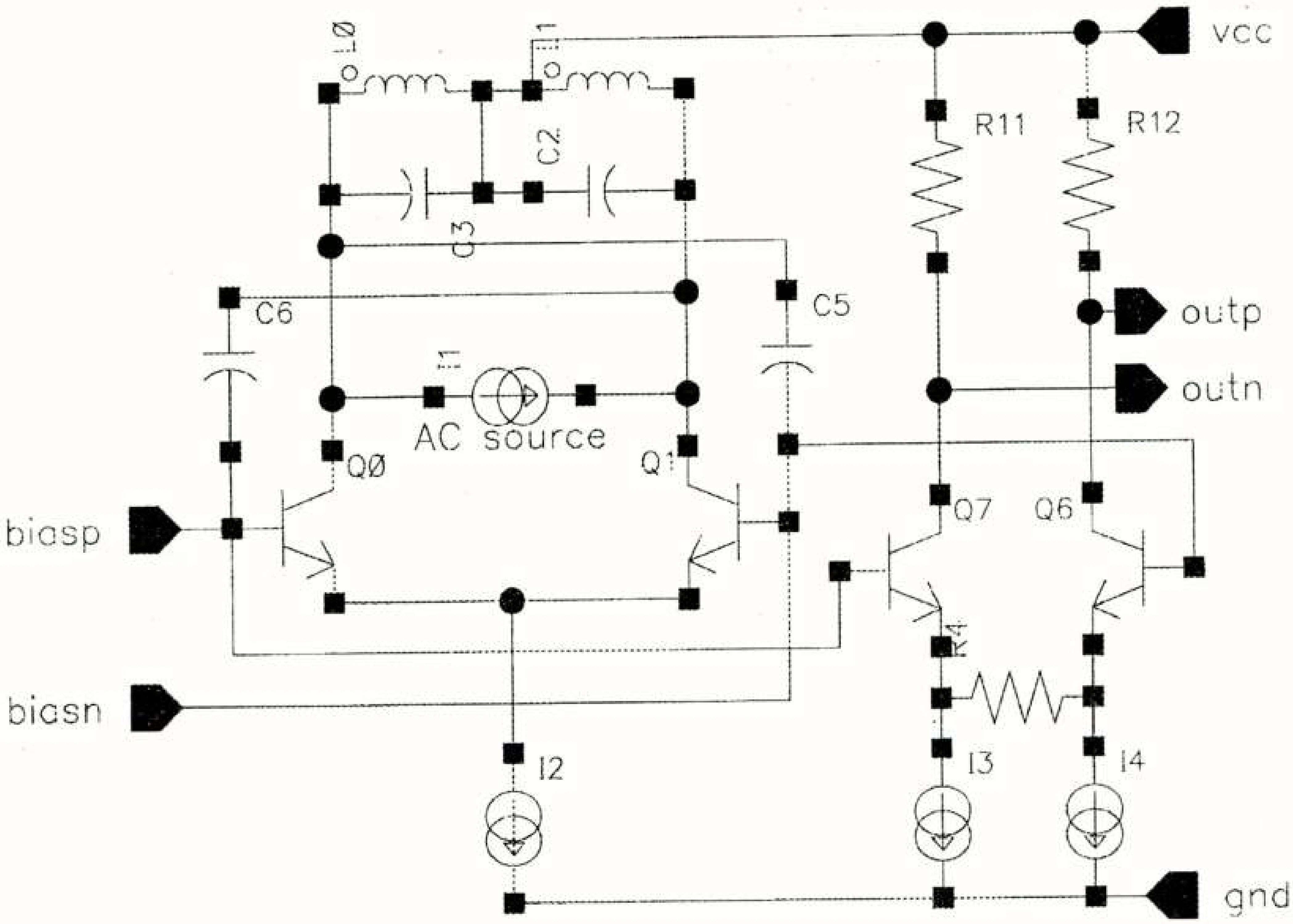


Figure 3. The VCO schematic

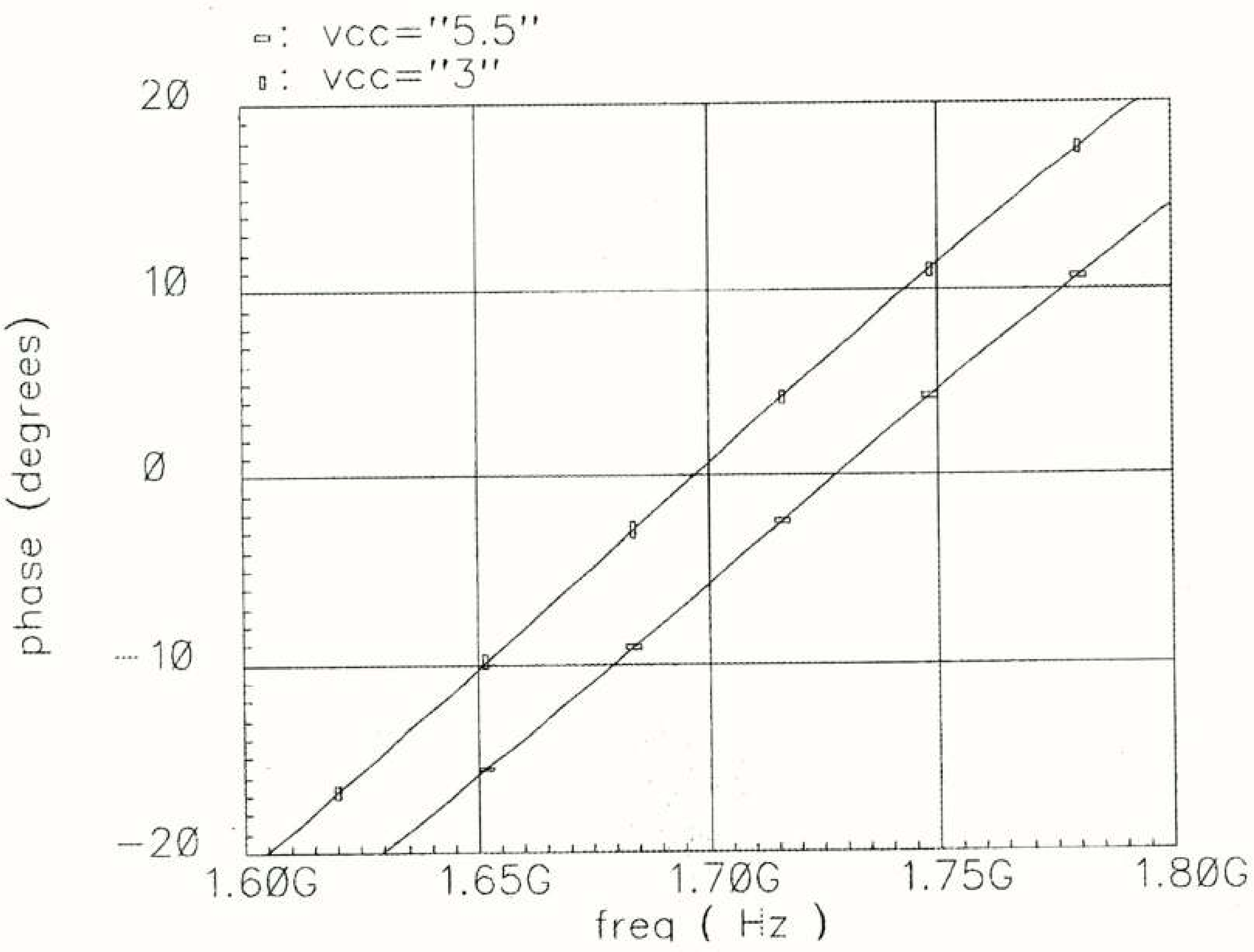


Figure 4. Simulated phase for Vcc=3.0 V and Vcc=5.5 V.

The collector-substrate capacitors of Q0 and Q1 in combination with the parasitic capacitances of C5 and C6 result in a frequency change of 12 MHz/V. Even by choosing minimum geometry transistors (and degrade phase-noise performance) the frequency change is still more than allowed. A (low-voltage drop) power supply regulator with >51 dB power-supply rejection (over a 1 MHz bandwidth) has been designed to lower the frequency change to 5 kHz/0.2V.

The load pulling is simulated in a similar way. The VCO was loaded with a differential pair, which drove a double balanced mixer. The low Q of the resonator (approx. 15, a PCB stripline is used as inductor) in combination with the (voltage-dependent) parasitic capacitances gives a frequency change of 57 MHz when switching ON/OFF the load. An isolation of >78 dB is required to lower the frequency shift to «7.5 kHz. Two 2 CB stages, each with their own biasing, and by properly layouting the circuits, provide the required isolation. Figure 5 shows a frequency-time measurement on the 1.78 GHz oscillator when the TX part is switched ON and OFF (it is switched ON/OFF at the rate of 500 Hz to reduce the influence of temperature effects on the measurement result). The measured frequency difference is 4.98 kHz. This measurement demonstrates that an isolation ratio of 78 dB is feasible on silicon. Moreover, it demonstrates that both pulling and pushing can be predicted in the DESIGN stage.

2.3. General design aspects.

All high-frequency pins are ESD protected up to 2 kV (human body model). Parasitic resonances at 3.5 GHz in the 1.78 GHz oscillator due to the ESD protection and the package parasitics have been eliminated by an optimised partitioning of the tank circuit and the placement of the resonator elements on the ASIC and on the PCB. A complete model of the package (including mutual inductances and capacitances) was used for all high-frequency simulations, like impedance matching, stability for various RX and TX loads, ground-bounce effects and power supply rejection simulations.

The ASIC was designed over a wide temperature range (-30^0 C to 85^0 C), a wide range of power supply voltages (3.0 to 5.5 V) and with spread in device parameters (3 sigma).

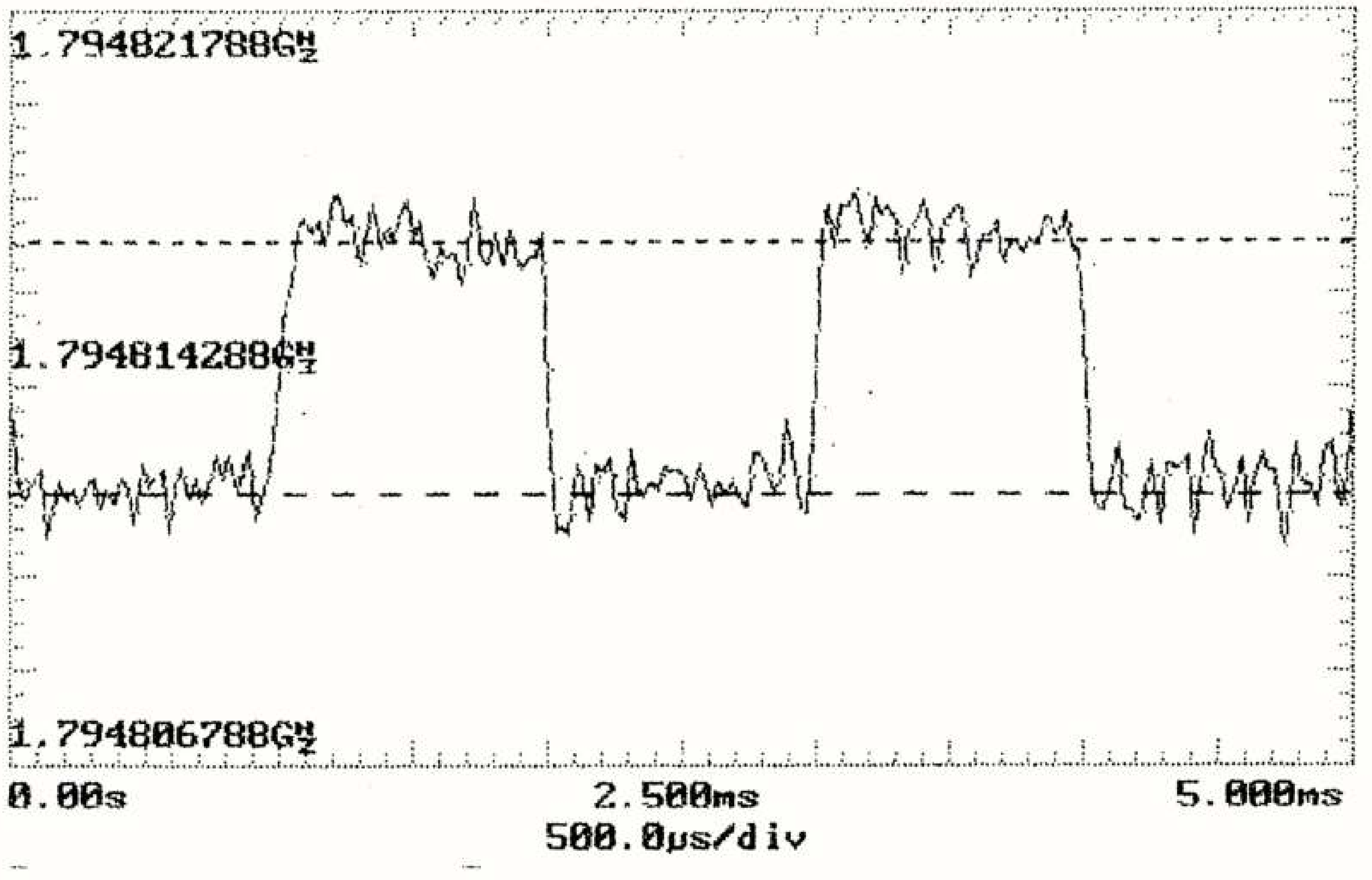


Figure 5. The measured pulling.

A new small package was developed for this ASIC: LQFP32 with a plastic body of 5 mm by 5 mm. First silicon demonstrated a high yield (>80%), no failures in ESD tests or latch-up tests. A redesign was not required. A photograph of the ASIC is shown in Figure 6.

2.4. DECT summary.

The design of a 2 GHz RF transceiver ASIC has been described. A technique for fast and accurate prediction of pulling and pushing has been presented. This technique has been proven on silicon by demonstrating very good pulling (3 ppm) and pushing figures (25 kHz/V [2]). It has also been shown that good image rejection over a wide

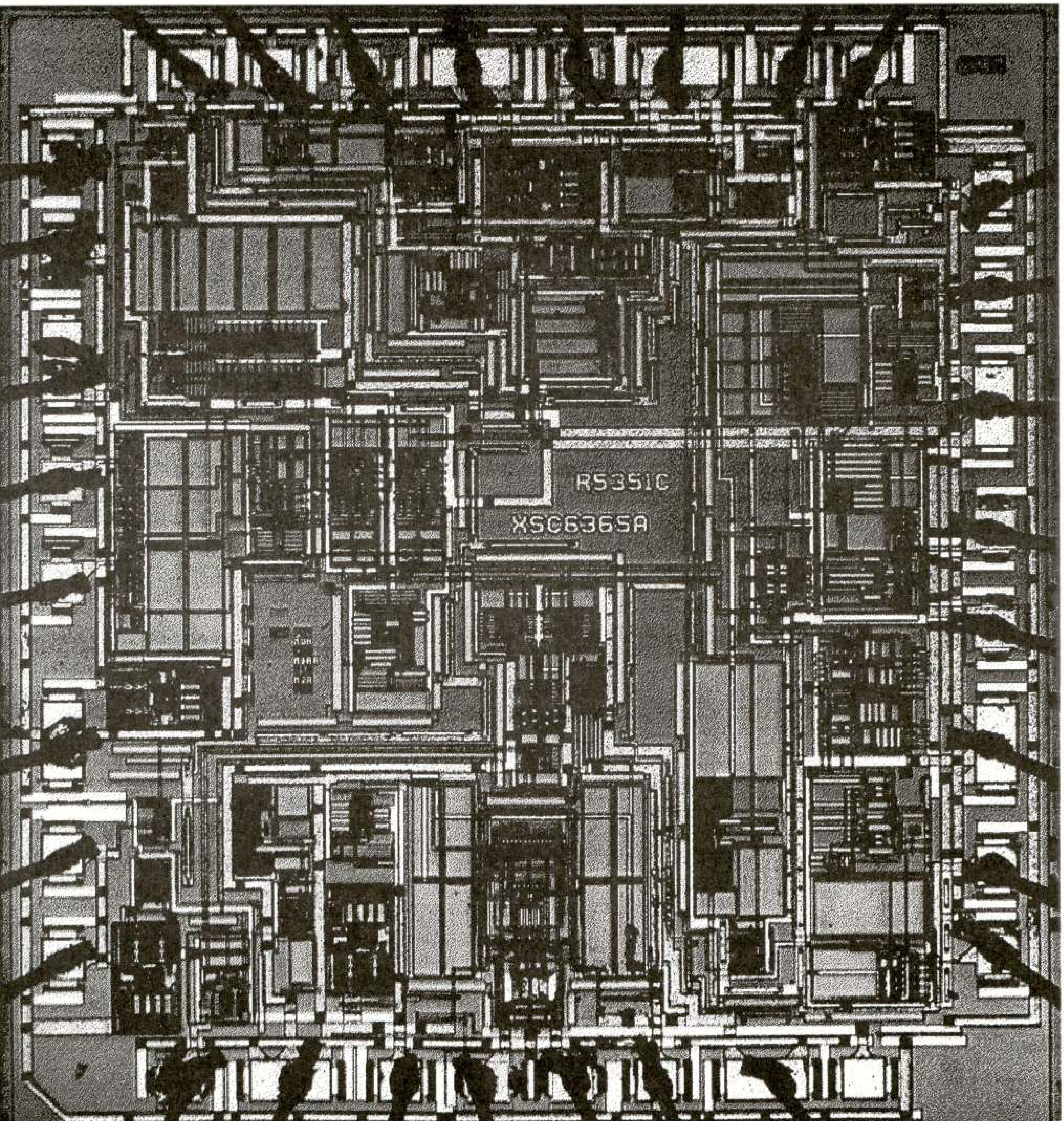


Figure 6. A photograph of the ASIC.

frequency range can be obtained by proper design. The demonstrated techniques can also be used in other applications.

3. Radio receivers in Wide Area Paging.

Three Wide Area Paging standards determine the Wide Area Paging market at the moment: POCSAG, ERMES and FLEX. POGSAG will not be discussed in this paper. The ERMES standard has been standardised in Europe by ETSI [3]. The FLEX protocol is a paging protocol by MOTOROLA. Some important issues for ERMES and FLEX are in the table:

Standard	ERMES	FLEX
Frequency band(s)	170 MHz	138 MHz 150 MHz 280 MHz 930 MHz
Channel separation	25 kHz	25 kHz (not rastered)
Modulation	4 level FSK	2 level FSK 4 level FSK
Sensitivity	25 dBμV/m	25 dBμV/m
Adjacent channel selectivity	60 dB	60 dB (see text)

The exact specifications for ERMES and its radio parameters can be found in Reference [3]. The protocol (bit handling and (de-)interleaving) for FLEX is determined in the FLEX protocol. The radio performance of the FLEX radio is left to the developer/manufacturer of the pagers. Parameters like sensitivity, selectivity, large signal behaviour, etc, have to be distilled from the application in the field and from competitor analysis. The most difficult environment for Pagers can be found in Hongkong. Due to the vast amount of users, and the vast amount of transmitters in this area, it is normal practice that 25 transmitters are ON at the same time. The transmitted signal meant for you as recipient, can be 30 dB below 25 other transmitted signals. Of course, the 25 other carriers, will generate intermodulation products in your receive channel. Consequently, the adjacent channel selectivity is specified as 60 dB for WAP. Note that in DECT, the adjacent channel selectivity is specified as only 15 dB ! So, Wide Area Paging receivers may look very cheap and old-fashioned, its radio requirements are more stringent than DECT and requires even better technology.

3.1. Wide Area Pager requirements.

The requirements for our WAP products are:

1. A long battery lifetime using a single AAA battery (> 3 months).
2. Again, as for DECT, the cost should be very low.
3. The pager should be very small in size.
4. It should be possible to update SW without changing the ASIC. A ROM programmed during wafer processing (doping mask or metal mask) does not flilfil this requirement. The best solution is FLASH (or FLASH-like) memory.
5. EMI problems should be avoided (shielding is not allowed).

The integration of this WAP system-on-a-chip necessitates the ASIC designers to do mixed-mode (analog and digital) design and simulations. Moreover, the integration of both HW and SW also means that these should be simulated together before going to silicon: HW-SW co-simulation. This is another level of mixed-mode simulation, which is usually not mentioned when people discuss mixed-mode simulations!

In order to fulfil the battery lifetime requirement, circuits should preferably run directly on the battery. For instance, the power needed for running logic circuits is proportional to $f\,CV^2$, where f is the clock frequency, C is a process constant and V is the power supply voltage. Lowering the supply voltage from 3.0 V to 1.5 V reduces power consumption with a factor 4.

These requirements point to integrating all circuitry on a single-chip, and choosing the right silicon process. The consequences are presented in the next sections.

3.2. WAP: cross-talk on Silicon.

For realising the complete system-on-a-chip the following list of functionalities have to be integrated:

1. all radio receiver circuits (RF attenuator, LNA,

mixers, channel filters, limiters, demodulators, Automatic Frequency Control, Automatic Gain Control, synthesiser circuits, oscillators, programmable dividers, phase-frequency-comparators),

2. all logic circuitry (µP, LCD-driver, various interfaces),
3. all SW-code integrated in the on-chip memory (ROM, RAM and FLASH or FLASH-like memory).

Another important issue resulting from the choice to integrate everything on a single ASIC is the cross-talk from the digital logic circuits (with their inherent high-level signal swing) into the (sensitive) radio circuits. This cross-talk can be divided in three sources:

1. cross-talk via the PCB,
2. cross-talk via the ASIC package, and
3. cross-talk via the Si-substrate.

Number 1 has to be taken into account in design of the PCB. Cross-talk source number 2 can be taken into account in the simulation-phase of the project. Package models can be obtained from the silicon vendor or from the package manufacturer.

The cross-talk via the Si-substrate can be divided in two phenomena:

- The injection/sensing of (undesired) signals into/from the substrate.
- The transfer of injected signals in the substrate from one point on the Si-die to another point on the Si-die.

In general, the first issue is usually modelled for various on-chip devices: For instance a fourth node can be added to a bipolar (NPN) transistors representing the connection to the bulk/substrate. The collector-substrate capacitance models the injection-path (or sensing-path) of signal into (from) the substrate. Similar rules can be set up for other Si-devices.

In this application, all circuits in the digital part of our ASIC cause the injection of signals into the substrate. The amplitude of the injected signal may be estimated from the number of switching gates. Logic circuitry switching more or less at random can be estimated by using a random bit stream at the clock frequency.

According to literature [4], [5], [6], [7] and [8], modelling of the Si-substrate is possible, and can results in relatively simple models. As example, the Si-substrate can be divided in 16 areas, each with its own injection/sensing point and one connection for the backside of the die. The model of this substrate will then consist of a matrix of impedances from/to any point.

The combination of the injection of signals into the substrate by the logic circuits, the sensing by the analog circuits and the model of the Si-substrate gives the possibility to run pre-layout cross-talk simulations. For post-layout simulations tools like the Substrate Coupling Analysis (SCA) from Cadence can be used.

3.3. WAP: radio programming.

One of the opportunities in this project is the possibility to tune/adjust/program a number of radio flinctions. High-Q LC-resonators in filters or oscillators may need to be tuned to the correct frequency. Normally, one would take an off-chip trimmer to realise this. The same flinctionality can also implemented on silicon, see Figure 7.

Using a number of MOS devices as switches, in series with a range of capacitors, gives the possibility to switch to the correct filter/oscillator centre-frequency. When designing such a circuit, a clear compromise exists: A large MOSFET gives a low series resistance and thus a high Q. A large MOSFET, however, also gives a large capacitance from drain to bulk, and thus a relatively large capacitance when the MOSFET is switched OFF. Comparing MOS processes shows that this compromise gets easier and easier for processes with smaller minimum dimensions.

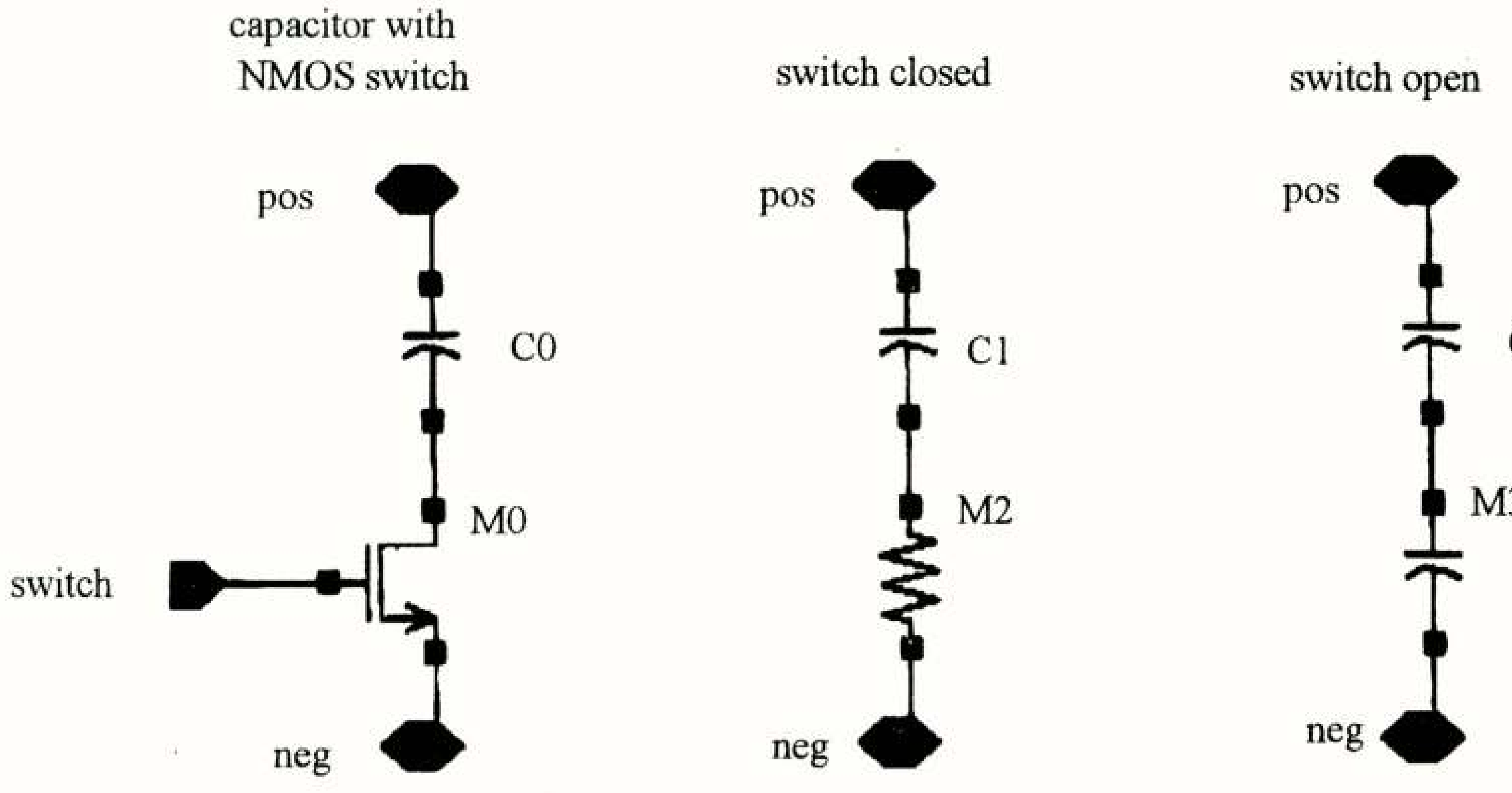


Figure 7. An NMOS used as switch. Its first order equivalents with closed and open switch are drawn at the right hand side.

3.4. WAP: choice of silicon process.
A purely bipolar process, a BiCMOS process and a purely CMOS process will be evaluated for a single chip pager.
A bipolar process has very good performance for high-frequency integrated circuits. A 1 GHz LNA and mixer, assuming a process with an f_T of 15 GHz can reach a noise figure close to 2.5 dB. Such processes are state-of-the-art used for GSM front-ends and are available from a whole range of silicon vendors. Implementing high-density memories in a purely bipolar process, however, is not likely.
A BiCMOS process has the bipolar transistors for the good RF performance. CMOS devices are available for the logic circuitry. The extra number of masks of a BiCMOS process compared to a purely bipolar of a purely CMOS process make a BiCMOS process more expensive.
Comparing several BiCMOS processes with purely CMOS processes with respect to the minimal process dimension of the CMOS transistors, shows that BiCMOS processes are usually one or two generations behind. This has a significant impact on memory density. In the table below the memory density for a 0.5μ (Bi)CMOS and a 0.35μ (Bi)CMOS process are compared:

	ROM density	RAM density
0.5μ (Bi)CMOS	100 kbit/mm^2	10 kbit/mm^2
0.35μ (Bi)CMOS	300 kbit/mm^2	30 kbit/mm^2

Note that the density is 3 times higher in the 0.35μ (Bi)CMOS process! The advantage of going to a 0.35μ (Bi)CMOS process (or even to a 0.25μ (Bi)CMOS process) is quite clear.

Another advantage of a newer CMOS-process generation is that the power consumption will decrease: the power consumption (in μW/MHz/gate) in a 0.35μ CMOS process will be approx. 2 times lower compared to the power consumption in a 0.5μ CMOS process.

A disadvantages of a purely CMOS process is the non-availability of bipolar transistors for the high frequency parts. The performance of the BSIM3-MOS model or the MM9-MOS model has also not proven itself for frequencies at 1 GHz and beyond. Considering the vast amount of investigation going on in RF-CMOS (like the work done at the University of Leuven and the University of California) show however that the performance of RF-CMOS is somewhat worse than bipolar but maybe sufficient for a pager application.

From this discussion it is clear what process would fulfil our needs best: a purely CMOS process. However, a vast amount of work still needs to be done to come from University research into the production environment (and the predictability of simulations, high yields, process control for RF specifications, etc).

3.5. WAP: summary.

The ERMES and FLEX standard have been compared with he DECT standard. Wide Area Paging problem issues like battery lifetime and battery voltage were discussed. The consequences for a system-on-a-chip have been discussed. A possible route of pre-layout simulations for cross-talk on-silicon has been explained. The tuning of high-Q filters, or
centering a VCO frequency has been presented. A discussion about the Si-process for a WAP ASIC showed that a pure CMOS process is the best choice for a low-cost single-chip pager.

4. References.

[1] prTBR6: General Terminal Attachment Requirements for the Digital European Cordless Telecommunications standard (DECT), European Telecommunications Standards Institute, June18, 1996.

[2] Philips data sheet UAA2O67G: "Image reject 1800 MHz transceiver for DECT applications", January 1996.

[3] prETS 300 133, European Radio MEssaging System (ERMES), Part 1 through Part 7, April 1996.

[4] D.K. Shu, M.J. Loinaz, S. Masui and B.A. Wooley, "Experimental results and modeling techniques for substrate noise in mixed-signal integrated circuits, IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol.28, No.4, April 1993 (Stanford university).

[5] B.R. Stanisic, N.K. Verghese, R.A. Rutenbar, L.R. Carley and D.J. Allstot, "Addressing substrate coupling in mixed-mode IC's: simulation and power distribution synthesis", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol.29, No.3, March 1994.

[6] K. Joardar, "A simple approach to modeling cross-talk in integrated circuits", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol.29, No.10, October 1994.

[7] R. Gharpurey and R. G. Meyer, "Modeling and analysis of substrate coupling in integrated circuits", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol.31, No.3, March 1996.

[8] M. Pfost, H.M. Rein and T. Holzwarth, "Modeling substrate effects in the design of high-speed Si-bipolar IC's", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol.31, No.10, October 1996.

Acknowledgement.

The help of my colleagues at Ericsson Business Mobile Networks BV in Enschede is acknowledged for the first part of this paper. For the second part of this paper I acknowledge the help of my colleagues at Ericsson Radio Systems BV in Emmen.

About the author

Paul T.M. van Zeijl was born in Monster, the Netherlands, on November 10, 1961.

He received his MS degree in electrical engineering from the Delfi University of technology, Delft, the Netherlands, in 1985. In Februari 1990 he received his Ph.D. degree from the same University on the subject of"Fundamental aspects and design of an FM upconversion receiver front-end with on-chip SAW filters". He received the VEDERPRIJS for this work in 1991.

From March to December 1990 he was associated with the Delft Institute ofMicro-electronics and Submicron Technology (DIMES) in Delft.

In January 1990 he started working for Ericsson Business Mobile Networks BV (EMN) in Enschede, the Netherlands. He was involved in DECT standardisation and the implementation of DECT handsets and base-stations. In 1994, 1995 he was project leader for the development of the RF DECT ASIC presented in this paper.
In March 1997 he started working for Ericsson Radio Systems BV (ERH) in Emmen, the Netherlands, where he is responsible for ASIC development.

Voordracht gehouden tijdens de 461^e werkvergadering

OVER DE ELEKTRONICA VAN HET DRAAGBARE TELEFOONTOESTEL

Eduard Stikvoort

In deze korte beschouwing over de elektronika van het draagbare toestel voor draadloze telefonie zal ik eerst ingaan op een paar eisen die vanuit het systeem worden gesteld. Daarbij beperk ik me tot drie Europese systemen n.l. Digital European Cordless Telecommunication (DECT), Global System for Mobile telecommunication (GSM) en Digital Cellular System (DCS). DECT is opgezet voor de draadloze telefoon ("cordless telephone"), die het laatste stukje van de conventionele telefoonverbinding bij de abonnee verzorgt. Het DECT basisstation wordt gekoppeld aan de telefoonaansluiting en een basisstation kan enkele draagbare toestellen bedienen. Eventueel kunnen meerdere basisstations worden ingezet. Het zendvermogen is laag en de reikwijdte van een enkel basisstation is beperkt tot maximaal enkele honderden meters. GSM en DCS zijn bedoeld voor mobiele telefonie met basisstations verspreid over vele landen.

Voor de HF elektronika van de ontvanger zijn de kommunikatieprotokollen en de modulatiemethode slechts zijdelings van belang. De digitale informatie wordt overgezonden als fase modulatie en is voorzien van foutkorrigerende kodes, zodat het systeem funktioneert bij een relatief grote bit error rate (BER) van het HF kanaal. Vanuit de geëiste BER en gevoeligheid worden het maximaal toelaatbare ruisgetal en de vervorming bepaald. Dat zijn de getallen waarmee de HF elektronicus zijn ontwerp maakt.

De frekwentieband van de ontvanger is voor DECT 1880 - 1900 MHz., voor GSM 925 - 960 MHz. en voor DCS 1805 - 1880 MHz. (zie figuur 1). De relatieve bandbreedte van de te ontvangen frekwentieband is in alle drie gevallen kleiner dan 4%.

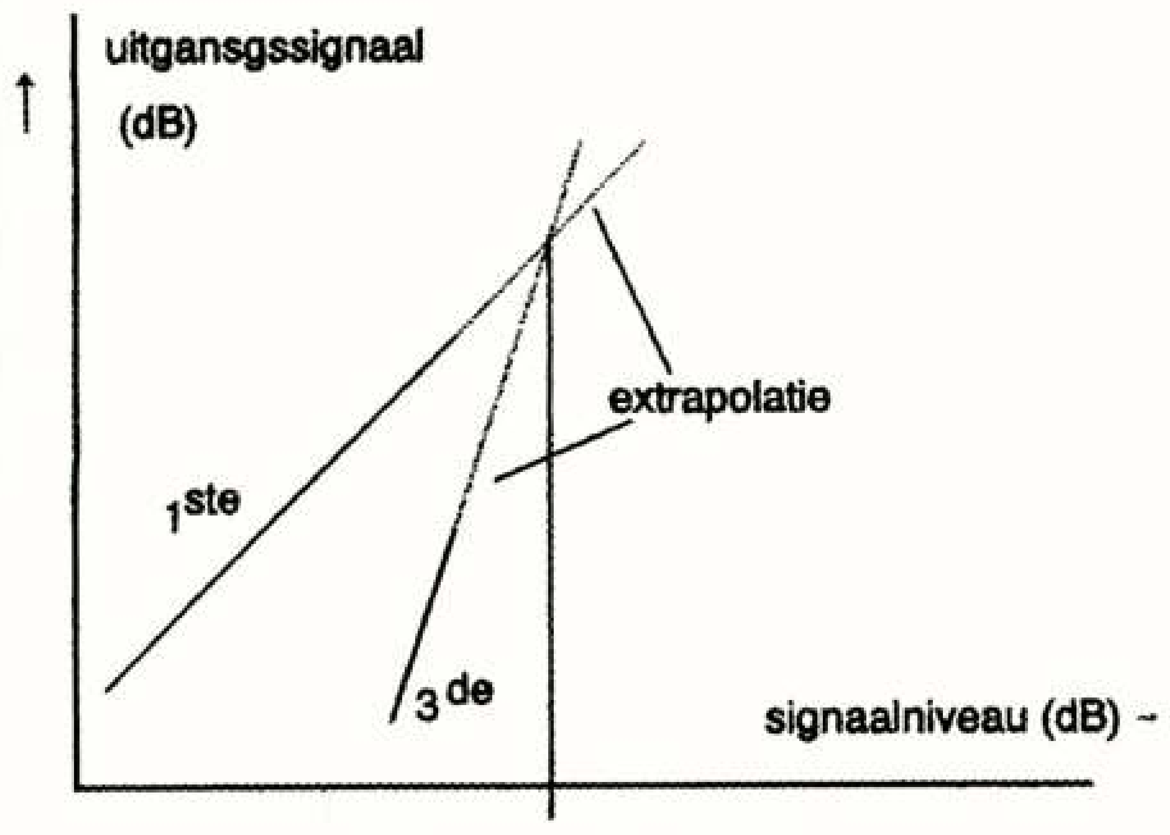
Aan de ingang van de ontvanger wordt een vast (niet *e.d.* afstembaar) filter toegepast en parasitaire zelfindukties en capaciteiten in de schakeling kunnen meestal worden uitgestemd. De zendfrekwentie is bij DECT gelijk aan de ontvangstfrekwentie waarbij zenden en ontvangen in tijdsloten plaatsvindt. Van de 24 tijdsloten zijn er 12 voor ontvangst en 12 voor zenden. Bij GSM is de zendfrekwentie van het draagbare toestel 45 MHz. lager dan de ontvangstfrekwentie; bij DCS is dat 95 MHz.

	DECT	GSM	DCS
frekwentieband ontvanger	1880 - 1900	925 - 960	1805 - 1880
kanaal (steek)	1,7	0,2	0,2
ruisgetal	15 dB	10,3dB	12,3 dB
IP3	-25 dBm	-18 dBm	-13dBm
selektiviteit			
n±1 (nabuur)	-16 dB	-18 dB	-18 dB
n±2,3,..	-36 dB	-43 dB	-43 dB
zendvermogen	0,25 W	≤ 2 W	≤ 1 W

Figuur 1 Overzicht ontvangfrekwenties

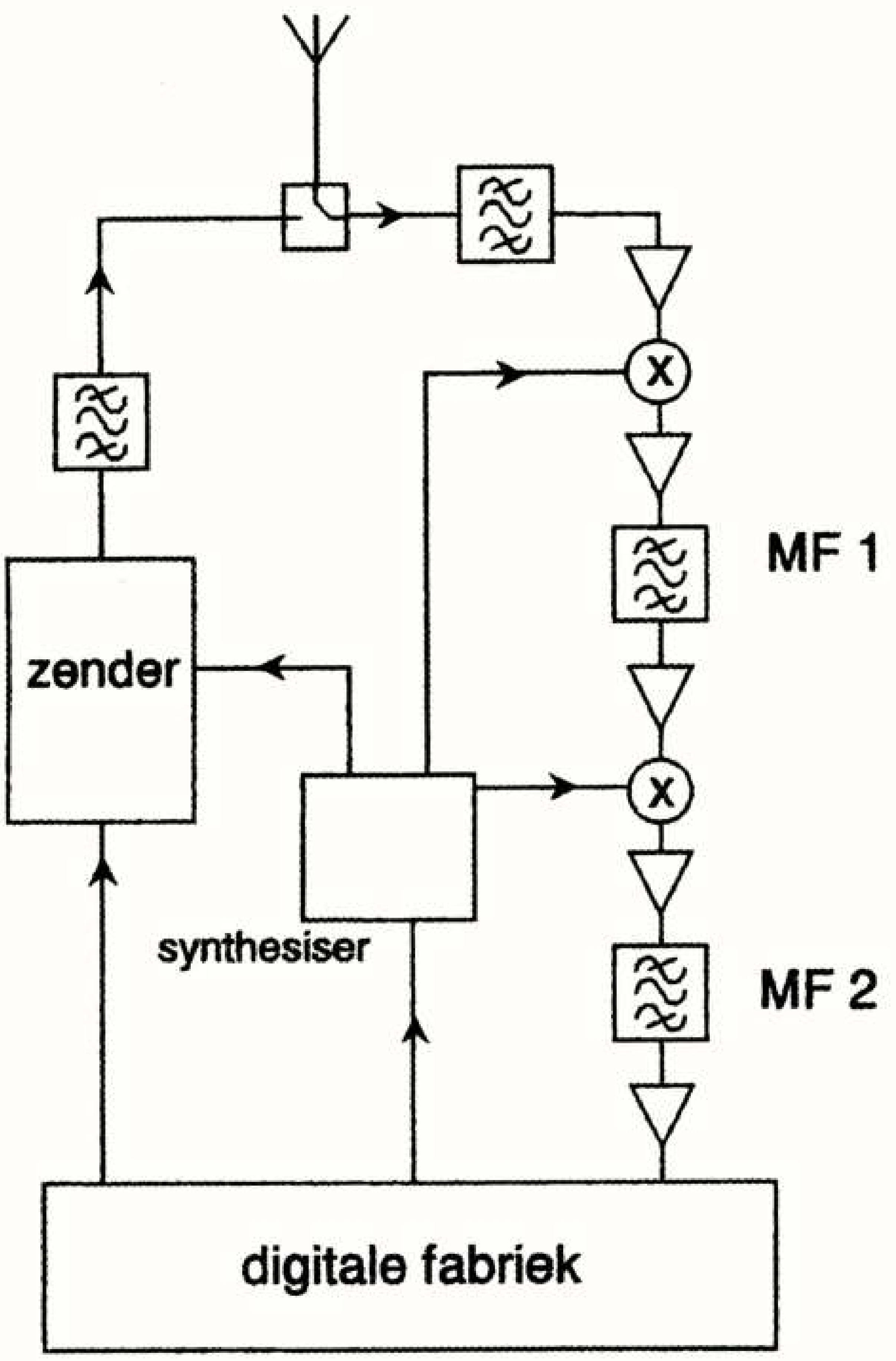
GSM en DCS kennen beide 8 tijdsloten voor zenden en 8 voor ontvangen. Hiermee hangt samen dat de kanaalafstand bij DECT (1,7 MHz. steek) veel groter is dan bij GSM en DCS (200 kHz. steek). Bij de selektiviteitseisen van -16 dB voor DECT en -18 dB voor GSM en DCS is ervan uitgegaan dat de kans op de aanwezigheid van een nabuurkanaal klein is. Dat geldt niet voor kanalen die in frekwentie verder weg liggen.

Het dynamisch bereik van het front-end wordt bepaald door de eigenruis van de ontvanger in geval van zwakke signalen en de vervorming bij sterke signalen. Sterke nabuursignalen kunnen aanleiding geven tot vervormingskomponenten in het gewenste kanaal. Als maat voor die vervorming wordt het third-order intercept point (IP3) genomen. Het IP3 wordt bepaald door 2 sinussignalen van gelijke amplitude en frekwenties f_1 en f_2 aan een schakeling aan te bieden. Het derde-orde vervormingsprodukt met frekwentie $2f_1 - f_2$ of $2f_2 - f_1$ wordt gemeten. In het werkgebied van de schakeling geeft een toename van de ingangssignalen met a dB een toename van de derde orde vervorming met $3a$ dB. In figuur 2 is de amplitude van die vervorming en het gewenste signaal in een grafiek uitgezet als funktie van de ingangsamplitude. Indien de signaalniveau's in dB worden uitgezet ontstaan voor de eerste- en derdeorde komponenten rechten met richtingskoefficient 1 resp. 3.



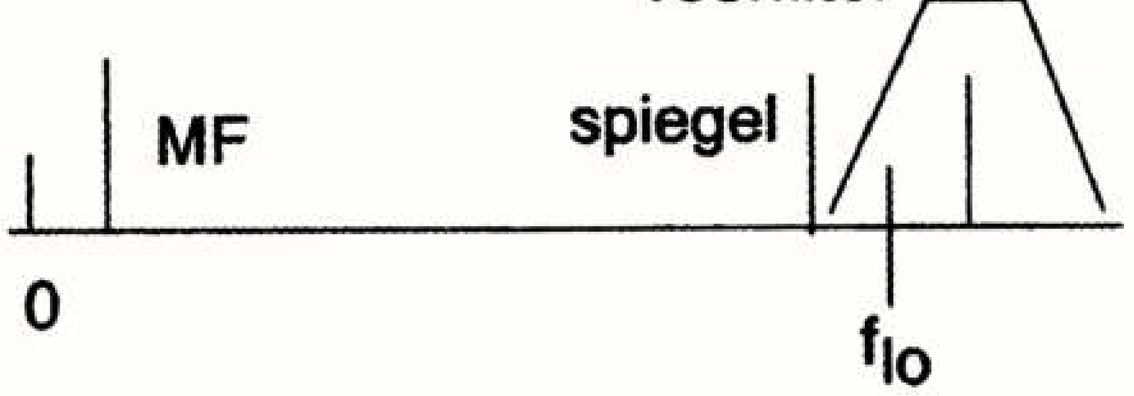
Figuur 2 Het IP3 punt

Het IP3 is gedefinieerd als het snijpunt van de verlengde lijnen voor de eerste- en derdeorde komponent. Hoe hoger het IP3 punt, hoe lager de vervorming bij een gegeven ingangssignaal.
Voor DECT ligt het geeiste IP3 punt op -25 dBm. Voor GSM is de eis wat hoger en voor DCS, dat bedoeld is voor stedelijke gebieden met veel verkeer geldt een nog strengere eis (-13 dBm). Deze eisen zijn realiseerbaar zonder al te veel dissipatie.
Naar de gebruiker toe zijn er nog eisen op gewicht en batterijverbruik. Voor gewicht en volume blijkt de gebruiker een apparaat met een soortelijk gewicht van dat van water te verkiezen. Slagen de technici erin om het volume te verkleinen bij gelijkblijvend gewicht, dan is het toestel "te zwaar", en als ze hem lichter kunnen maken bij hetzelfde volume, dan is het apparaat "te groot". De Philips Spark weegt exklusief batterij 100 gram. De batterij is 84 gram. Indien er niet mee opgebeld wordt kan een standaard batterij twee dagen mee, bij telefoneren is dat 30 minuten, de gebruiksduur kan worden verdubbeld met een extra batterij waarbij het totale batterijgewicht op 180 gram komt. Het is dus zaak om het batterijverbruik te verkleinen.
In de huidige toestellen wordt 60% van het vermogen verbruikt door het HF deel wat daarmee een doelwit is voor energiebesparing. Voor de setmaker is het verder van belang dat het HF deel ongeveer 60% van de oppervlakte van de schakeling uitmaakt. Het HF deel bestaat uit relatief veel diskrete komponenten en een toename van de integratiegraad is wenselijk.
De huidige ontvanger is opgebouwd volgens het blokschema van figuur 3. Het ontvangstsignaal van de antenne gaat via een vast ingangsfilter naar de low-noise amplifier (LNA). In de eerste mengtrap wordt het ingangssignaal vermenigvuldigd met de uitgang van de lokale oscillator (LO) en zo in frekwentie gekonverteerd naar de eerste midden-



Figuur 3 Blokschema van het draagbare toestel

frekwentie (MF).
Deze is zo gekozen dat het ingangsfilter voldoende spiegelonderdrukking geeft. Het tweede MF filter zorgt op een veel lagere frekwentie voor de kanaalselektiviteit. Het ingangsfilter is een LC of keramisch filter, de twee MF filters zijn gewoonlijk keramisch. Na versterking wordt de uitgang van het tweede MF filter toegevoerd aan de demodulator. Deze is deel van een groot digitaal IC, in figuur 3 aangeduid als digitale fabriek. Dat IC zorgt voor bijna alle zend- en ontvangerfunkties die met een digitaal IC gerealiseerd kunnen worden. De keuze van de MF frekwentie in een super of dubbelsuper hangt af van de mogelijkheid om de spiegelfrekwentie te filteren voordat het signaal de mengschakeling ingaat.



Figuur 4. Frequenties bij conversie naar de MF.

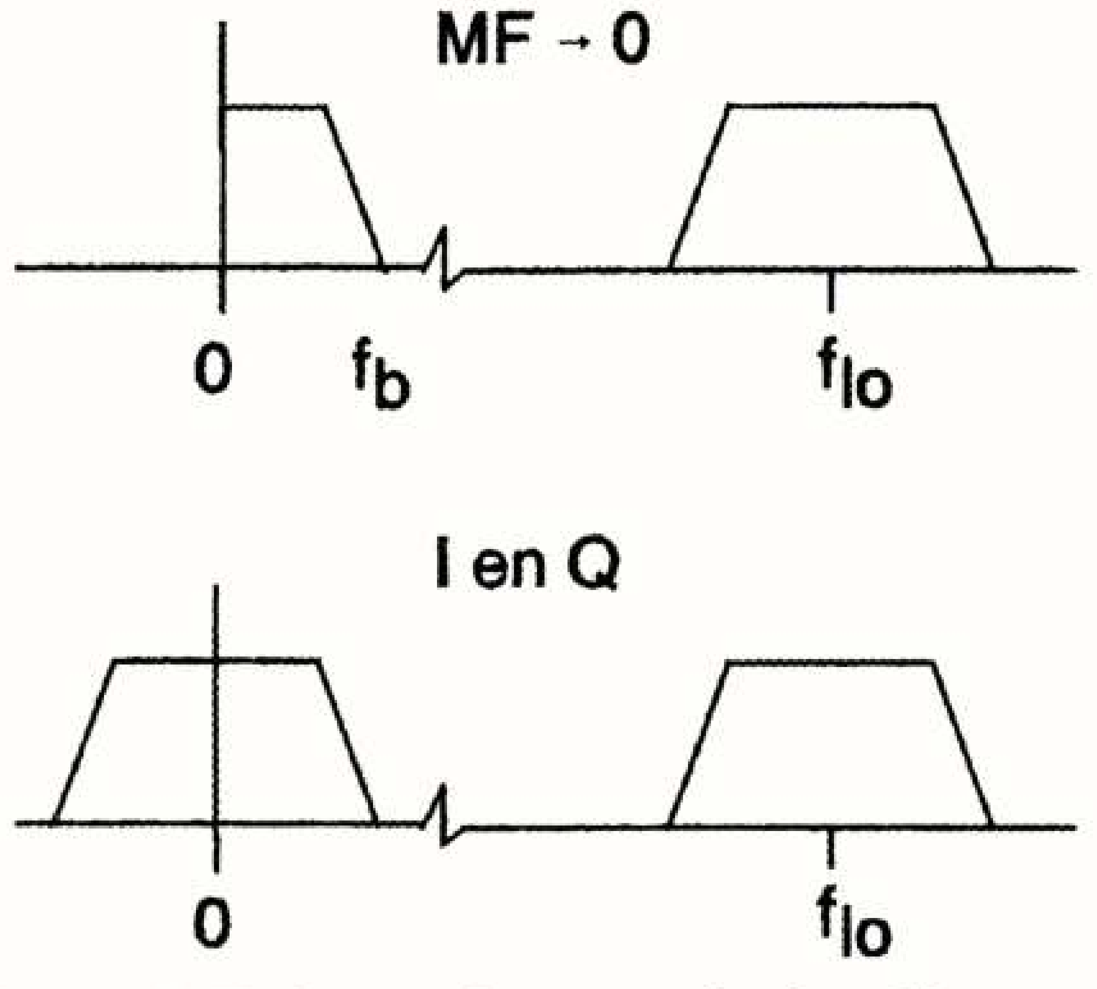
Bij de frekwentiekonversie (zie figuur 4) geven de ingangsfrekwenties $f_{LO} + f_{MF}$ zowel als $f_{LO} - f_{MF}$ aanleiding tot een frekwentiekomponent op de MF frekwentie.

Voor de realisatie van de kanaalselektiviteit is een zo laag mogelijke MF frekwentie gewenst maar vanwege de realiseerbaarheid van het voorfilter kunnen we de MF frekwentie niet willekeurig laag kiezen. De bestaande ontvangers werken volgens het principe van de dubbelsuper, waarbij het eerste MF filter dient om de veel lagere tweede MF mogelijk te maken.

Een aantrekkelijk alternatief voor integratie in een IC is de zero-IF ontvanger. Bij zero-IF is de LO frekwentie gelijk aan de centrale frekwentie van het ontvangsignaal zodat het MF signaal rond nul komt (zie figuur 5). Als we dat doen, worden boven- en onderzijband van het inkomende signaal over elkaar heen gevouwen in de band $0 - f_b$. Om dit probleem op te lossen vermenigvuldigen we het ingangssignaal met het LO signaal en het 90° gedraaide LO signaal in twee afzonderlijke mengschakelingen (zie figuur 6). Het uitganssignaal bestaat nu uit een in fase (I) en een kwadratuur (Q) signaal. Met gebruikmaking van het I en het Q signaal kunnen we de oorspronkelijke onder- en bovenzijband rekonstrueren. De mate waarin de rekonstruktie mogelijk is hangt af van de gelijkheid van de I en Q signaalpaden en de nauwkeurigheid van de 0° en 90° van de LO uitgangen. Voor toepassing in DECT, GSM of DCS mag de afwijking hooguit een paar graden zijn en moet de gelijkheid van amplitudeoverdracht beter zijn dan een paar dB.

Het grote voordeel van de zero-IF ontvanger is dat de spiegelfrekwentie gelijk is aan de ontvangfrekwentie. D.w.z. dat de spiegel, die nu optreedt door ongelijkheid en fasefouten, het frekwentie-geïnverteerde ontvangsignaal zelf is. Het is dus niet meer mogelijk dat het signaal op de spiegelfrekwentie sterker is dan het ontvangsignaal. Verder wordt de kanaalselektiviteit gerealiseerd door twee identieke laagdoorlaatfilters. Op een IC worden de filters als RC aktieve filters gerealiseerd. Voor hetzelfde dynamisch bereik dissiperen twee laagdoorlaatfilters aanzienlijk minder dan een banddoorlaat. In geval van een DECT ontvanger is de LO frekwentie bij zero-IF gelijk aan de zendfrekwentie wat een besparing geeft voor de LO synthesiser.

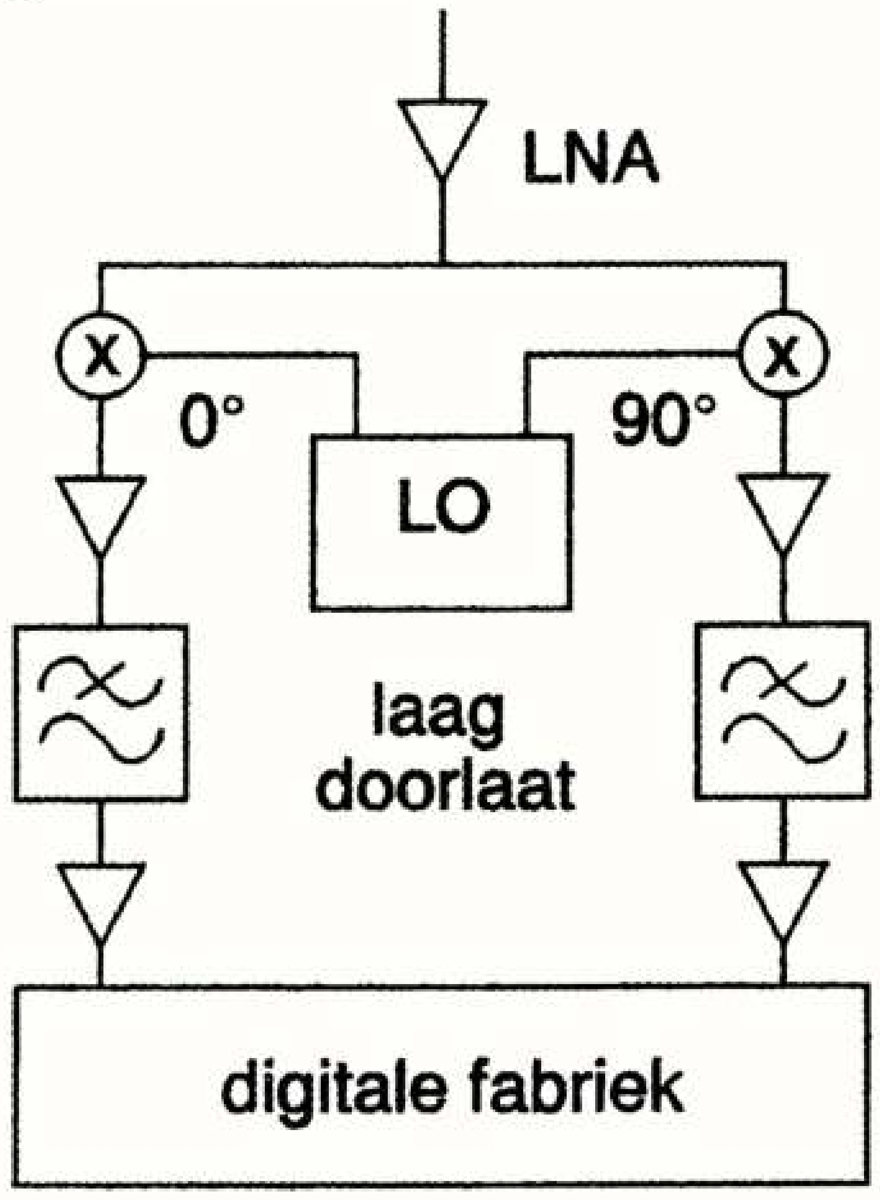
Het grote probleem van zero-IF is de offset. De centrale frekwentie van het ontvangsignaal komt op 0 Hz te liggen in de MF. In de filters en versterkers is het ondoenlijk om de DC inhoud van het MF signaal te scheiden van de offset van de elektronika. Het gebruik van een DC blokkeerkondensator is nodig en geeft een gat bij de centrale frekwentie van het ontvangsignaal.



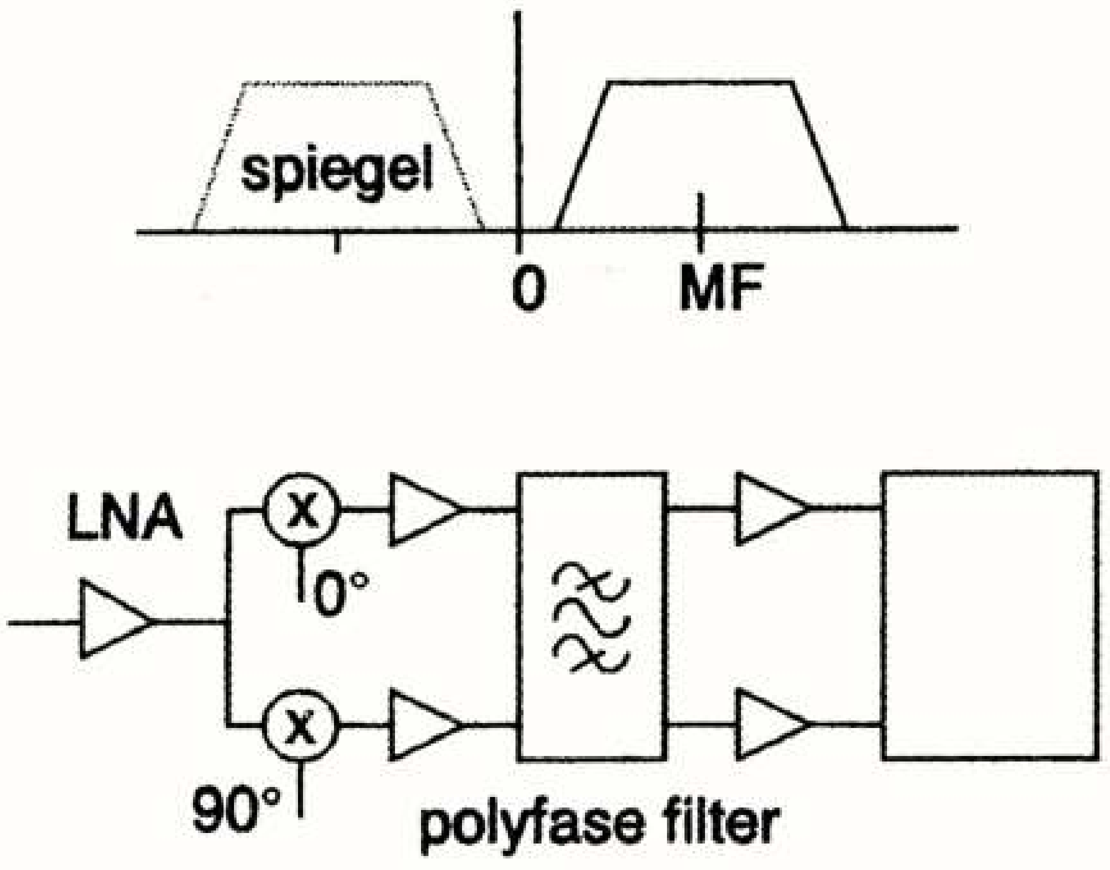
Figuur 5 Frekwentiekonversie bij low-IF en zero-IF.

Erger is dat tweede-orde vervorming en overspraak in de menger eveneens aanleiding geven tot offset. Laatstgenoemde offset varieert met de sterkte van nabuurzenders en stoorsignalen zodat het gat in de frekwentieband rond DC niet te smal gekozen kan worden.

Het probleem met offset bij zero-IF wordt omzeild door de MF niet rond 0 Hz maar hoger te kiezen. In de MF blijft 0 Hz dan net buiten de signaalband (zie figuur 7) en er is daardoor sprake van een spiegel. Als de signaalband ongeveer van 0 tot $2 f_b$ ligt, dan valt de spiegel tussen $-2f_b$ en 0. De spiegelonderdrukking valt of staat met de gelijkheid van de I en Q takken en de precisie van het 90° faseverschil van de LO signalen in de mengschakelingen. De 16 of 18 dB nabuurkanaalonderdrukking zijn met een low-IF systeem goed te realiseren.

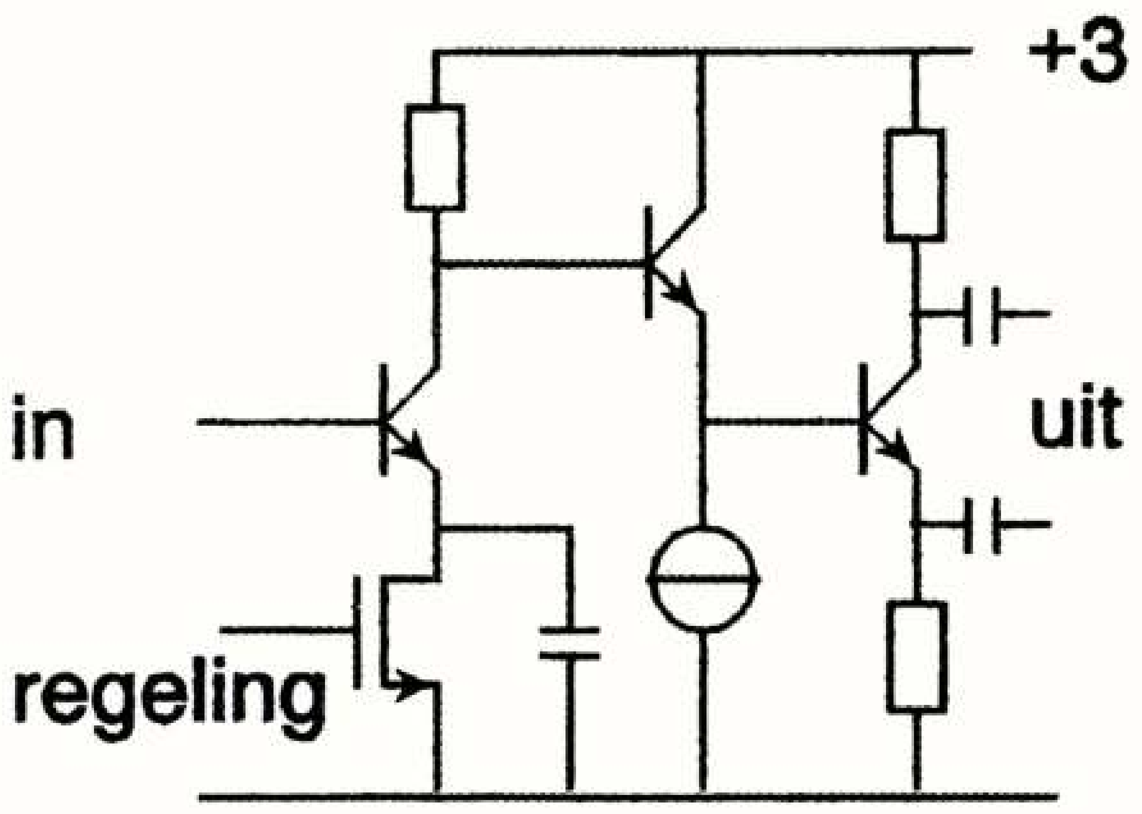


Figuur 6 Blokschema zero-IF ontvanger



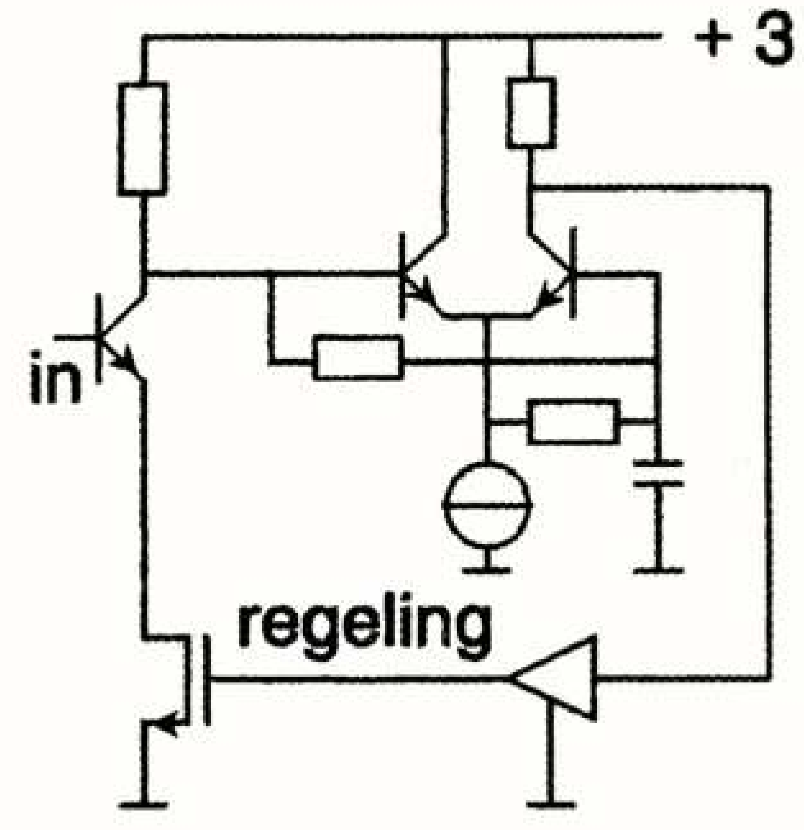
Figuur 7 Low-IF architektuur.

Het blokschema van een low-IF ontvanger is gegeven in figuur 7. De positieve MF frekwenties worden doorgelaten door het polyfasefilter waarin de negatieve frekwenties worden onderdrukt.
De konventionele dubbelsuper alswel de zero-IF en de low-IF ontvangers maken gebruik van een LNA en een mengschakeling. Voor het geval van zero of low-IF is bovendien een 0° en 90°signaal van de LO nodig. Hier zullen enkele schakelingen van de zero-IF DECT ontvanger besproken worden zoals die zijn toegepast in de UAA2078.



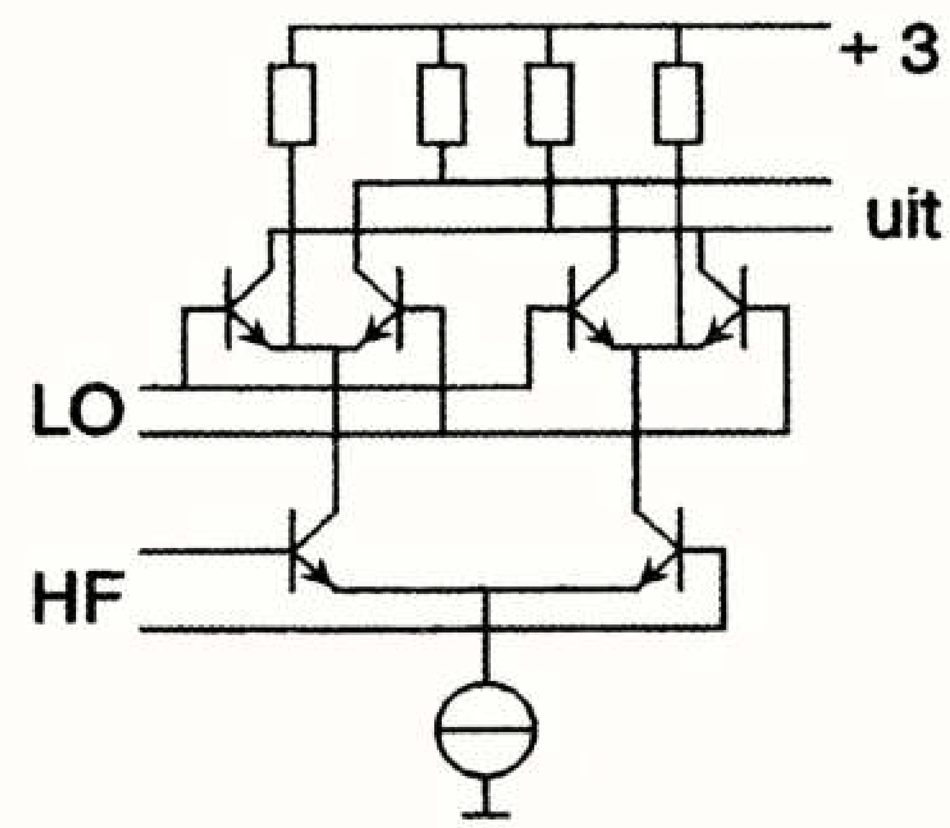
Figuur 8 Regelbare LNA.

Als eerste wil ik noemen de geregelde LNA van figuur 8. Deze heeft een IP3 van -20 dBm, een maximale versterking van 20 dB en een ruisgetal van 3,5 dB op 2 GHz. Tevens zet de schakeling het ingangssignaal om van ongebalanceerd naar gebalanceeerd. Het stroomverbruik is slechts 3 mA. De regeling van de versterking gebeurt door de stroom door de ingangstransistor te regelen met een MOS transistor. De MOS transistor wordt aangestuurd met de schakeling van figuur 9. De regelspanning wordt opgewekt door het signaal toe te voeren aan een scheef ingesteld verschilpaar. De scheve



Figuur 9 AGC regeling bij de LNA van figuur 8.

voorinstelling veroorzaakt een tweede-orde komponent in de uitgang. De DC inhoud van kollektorstroom van de rechter transistor (zie figuur 9) wordt gebruikt voor de regelspanning van de MOS transistor. Het signaalniveau waarbij de regeling ingaat is instelbaar met de voorinstelling van het verschilpaar en de regeling kan ingaan bij een amplitude die veel lager is dan de basis-emitter junctiespanning.
Voor de menger wordt de konventionele Gilbert cel gebruikt (zie figuur 10).

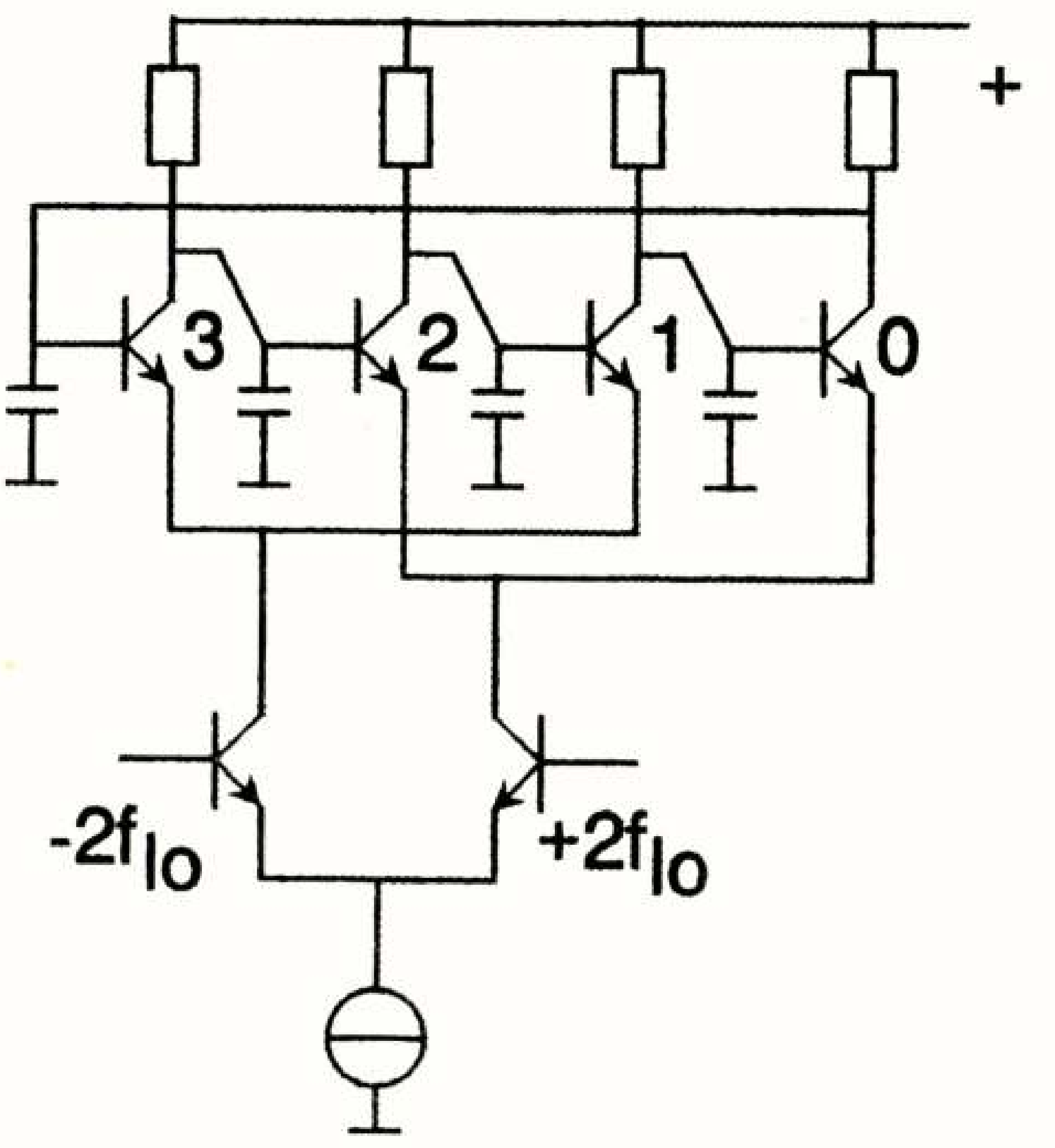


Figuur 10 Mengschakeling met Gilbert cel.

Het HF signaal wordt toegevoerd aan het onderste verschilpaar, het LO signaal aan de bovenlaag. Een deel van de gelijkstroom van de transistoren van de onderlaag wordt afgevoerd met weerstandjes, zodat de schakelende bovenlaag iets minder DC stroom te verwerken krijgt. Vanwege de lage frekwentie van het gewenste uitgangssignaal kunnen de kollektorweerstanden relatief hoog gekozen worden. De schakeling heeft een konversieversterking van 13 dB. Het IP3 wordt bepaald door de onderlaag en is 0 dBm. Het ruisgetal van 10 dB wordt voornamelijk veroorzaakt door de bovenlaag, waar de interne

basisweerstand van de transistoren de schakelsnelheid benadeelt. Het stroomverbruik van de mengschakeling van figuur 10 is 1,7 mA.

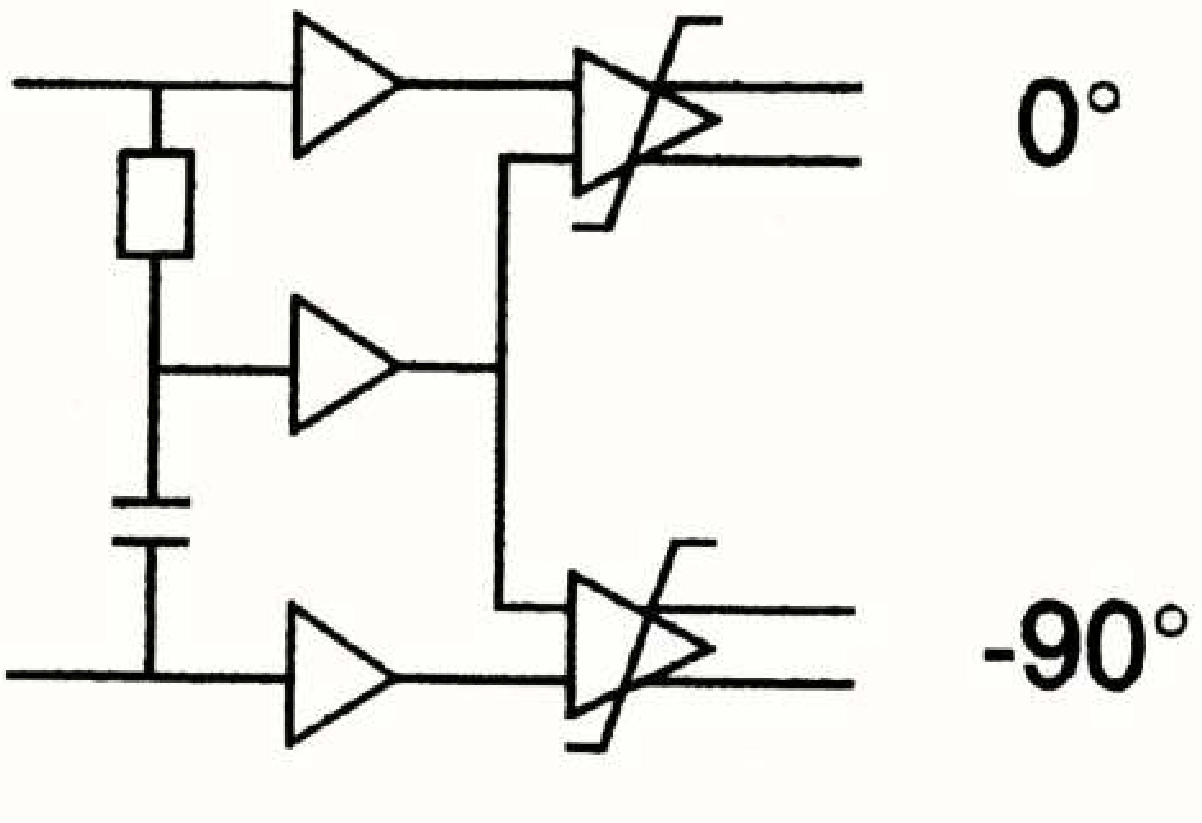
Voor het verkrijgen van 0° en 90° gedraaide versies van het LO signaal komen verschillende schakelingen in aanmerking. Die van figuur 11 heeft als ingang de dubbele oscillatorfrekwentie[1].



Figuur 11 Tweedeler voor de LO.

Het onderste verschilpaar werkt als schakelaar voor de staartstroom. De bovenlaag werkt als een tweedeler. Als de stroom door transistor 0 (figuur 11) loopt, dan heeft de kollektor van transistor 0 een lagere spanning dan zijn basis. Daarmee is de basis van transistor 3 laag, en gaat de volgende halve periode van het 2 f_{LO} signaal de stroom door transistor 1. Wordt het 2 f_{LO} signaal weer positief, dan wordt transistor 2 geleidend enz. De werking van de schakeling berust mede op de kondensatoren, die de lading even vasthouden.

Het voordeel van deze schakeling is de goede faserelatie van 0° en 90°. Nadeel is het gebruik van de dubbele LO frekwentie voor de tweedeler. In geval van de UAA2078 was het implementeren van een oscillator op 3,8 GHz onpraktisch en is de schakeling van figuur 12 gekozen [2]. De spanning over de weerstand loopt 90° voor op die over de kondensator, als beide dezelfde stroom voeren. Deze schakeling geeft een faseafwijking van minder dan 2° bij 1.9 GHz.



Figuur 12 Schakeling voor 0° en 90° uitgangen van de LO.

Uit deze voorbeelden blijkt, dat de ontvanger verbeterd kan worden met een meer geavanceerd elektronisch ontwerp van het front end. De doelen zijn vermindering van het batterijverbruik en verkleining van het toestel. Voor de setmaker komt daar de wens tot een verlaging van de kostprijs bij.

Met de verdere ontwikkeling van zero-IF en low-IF ontvangers wordt het mogelijk om het volume en de dissipatie van elektronika te verkleinen door verdere integratie. De konventionele (dubbel)super laat een vergaande integratie nauwelijks toe, omdat de keramische filters niet door RC aktieve banddoorlaatfilters kunnen worden vervangen vanwege de dissipatie.

Rest nog de verbetering van de technologie te noemen. Deze werkt duidelijk in het voordeel van verdere integratie met lagere dissipatie.

Vermelding: De voordracht en dit stukje zijn tot stand gekomen in nauwe samenwerking met Peter Baltus, die jarenlang onderzoek heeft gedaan naar de HF elektronika voor het draagbare toestel.

Voordracht gehouden tijdens de 461e werkvergadering

[1] Deze schakeling is gevonden door Dieter Kasperkovitz.

[2] Deze schakeling is gevonden door Peter Baltus.

MOBILE IN-HOUSE UHF RADIOPROPAGATION FOR SHORT RANGE DEVICES

Ir L.J.W. Van Loon *)
A.T.E.S.

Summary.
In-house propagation measurements in the frequency range of 400, 860 and 2400 MHz are evaluated for single, narrow band applications of one way domestic mobile alarm systems.
In particular the influence of multipath effects is investigated.

---

1. Introduction.

Short Range Devices (SRD), as presently in discussion by ETSI (European Telecommunications Standardisation Institute) and the ERC (European Radiocommunications Committee), refer to qualified low power equipment intended for use in designated frequency bands without the need for an individual licence.

Mobile, in-house radio communication is becoming a very popular application of SRD. The ERC, the Institute of European frequency management administrations, has recently prepared a Recommendation for Europe-wide harmonised frequency allocations for SRD's; this Recommendation also considers some services that require protected, i.e. exclusive narrow band radiochannels.

An important but not so well known application of SRD's is Social Alarm Systems for elderly and disabled persons; this emergency service identifies an alarm message of a user in distress to a predetermined address for fast assistence. The first section of these systems comprises a low power radiolink up to an outlet of the public or a private telephone infrastructure.

These radiolinks require an utmost of operational availability; under worst case propagation conditions; the covered range in appartment buildings is approx. 10 m.
At the same time the portable alarm transmitters should be small in size and weight and highly battery effective (more than 5 years lifetime for at least one message per day) to be acceptable for users and their service suppliers; battery exchange by the users is considered too delicate in view of a high reliability; its dimensions are smaller than a matchbox.

2. In-house radio propagation aspects.

In-house radiolinks in domestic environments are strongly dominated by multipath effects, resulting from reflected and scattered waves that interfere with the direct wave, requiring rather strong margins over the theoretical free space pathloss values.
The operational conditions for single narrow band channels, diverge from more sophisticated systems, using pools of common channels like in DECT, where strong multipath interferences can be avoided by changing over to neighbouring channels.

The variety in conditions of absorptions and reflections encountered in appartments, only allows an empirical determination of pathloss values on the basis of actual measurements.

To offer a good insight to frequency allocating authorities, a review of available literature on mobile communications was undertaken, to learn practical values of propagation parameters, in particular multipath effects for the different frequency bands.

3. Available Propagation Data.

The vast number of publications on radiopropagation during the last two decennia, extensively quoted in Ref A and Ref B, followed the developments of radio communications from Vehicular Communication Systems and Cellular Mobile Radio up to the emergence of PCS and DECT, i.e. specific outdoor radiosystems and radiolinks for waves penetrating buildings.
Ref E is a typical example of the first type (figure 1); unfortunately none of the publications in Ref A and B do report on simultaneous in-house tests for SRD applications in the 400, 860 and 2400 MHz frequency bands.
Ref C was specifically carried out by CERBERUS, Switzerland for ETSI RES (Radio Equipment and Systems), presently ETSI ERM (EMC and Radio

Matters). Its measurement include the three frequency bands mentioned above. Its results are evaluated in paragraph 6.

4. Operational Aspects.

Besides the multipath effects, a number of other factors determine the radiopropagation for mobile equipment, such as the influence of the human body - in particular when clasping the equipment - the directional and non-alignment effects of transmit and receive antennas, including polarisation effects and the noise and blocking effects of closeby transmitters on neighbouring or subharmonic channels, even when legally permitted.

However, multipath plays the dominating role in the availability of radio links for alarm purposes; this effect is therefore taken as the common basis for comparing the propagation in the different frequency bands using omnidirectional (isotropic) antennas, as is required for this kind of service - intensifying so the probability of multipath reception.

Time delay distorsion caused by multipath propagation is not considered in this study, because the effects for low bitrates and narrow bands are not of great influence.

5. Propagation model.

5.1 Isotropic Pathloss.

The conventional Isotropic Pathloss, PL_{iso} , also known as Free Space or Line of Sight (LOS) Pathloss, is defined as:

$$PL_{iso} = -27.55. + 20 \log f[MHz].d[m] \text{ dB} \qquad 1)$$

This definition actually results from lossless isotropic dispersion of radiowaves over a sphere around the transmitter with a radius equivalent to the covered distance = d.

The frequency dependency of PL_{iso} in a lossless environment is misleading; the equivalent area of the isotropic reference antenna diminishes with frequency in an identical way as half-wavelength dipole antennas of which the antenna pattern is closest to isotropic radiation, compensating so that frequency effect.

As resonant half (or quarter) wave antenna's are almost universally used, the defined PL_{iso} is a practical reference.

5.2 General Pathloss presentation for indoor propagation.

Ref D suggests a general propagation model of the type:

$$PL = C + 10n.\log d \text{ dB.} \qquad (2)$$
$$(C = PL_{iso} \text{ at } d = 1 \text{ m})$$

The factor n corresponds to the slope of PL versus distance curves. As indicated above, n = 2 represents lossless dispersion; values of $n > 2$ correspond to radio environments that include absorption losses, e.g. walls or floor(s); typically $n \approx 4$ (40 dB per decade), indicating a fourth power increase of PL with distance.

Actually the Pathloss represented by (2) is only valid for short distances between transmitter and receiver, when the difference in phase between direct and reflected waves has not yet reached 180°.

5.3 Additional Pathloss caused by Multipath.

Values of $n >> 4$ correspond to propagation effects due to multipath in excess to the general pathloss mentioned above. These effects, as will be shown, result in a rather strong operational margin between the PL-values for best- and worst case propagation, i.e. the difference between the highest and lowest receiving levels.

Experiments show that multipath interference may vary between an increase of pathloss of only a few dB in favourable cases, to over 30 dB when rather strong reflected waves are present.

5.4 Distribution of Pathloss values.

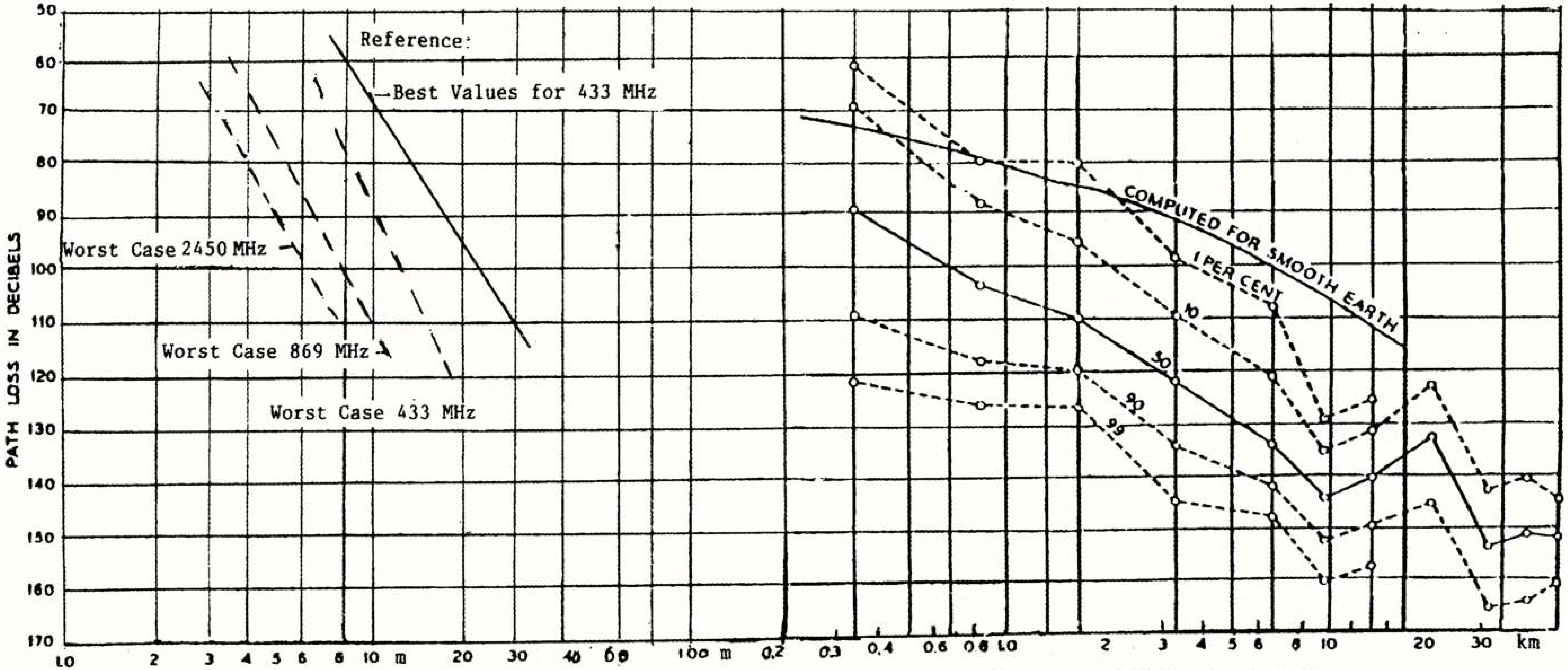
A detailed illustration of in-house pathloss variations is presented by the distribution of the pathloss values between the bounderies of best and worst case. Complex test procedures are however necessary to collect and process the massive data.

Ref A, item 93, already depicted cumulative distribution functions, CDF, for data from tests of radiowaves penetrating a building; the presented CDF curves are completed by the available data from Ref E for outdoor propagation.

In-house Alarm systems take the worst case as decisive propagation condition; for that reason the

MOBILE

IN-HOUSE PATHLOSS **OUTDOORS**



Indicative Pathloss values (Ref C).
for 5 appartments buildings.
Details are given in fig 2.

Fig 1

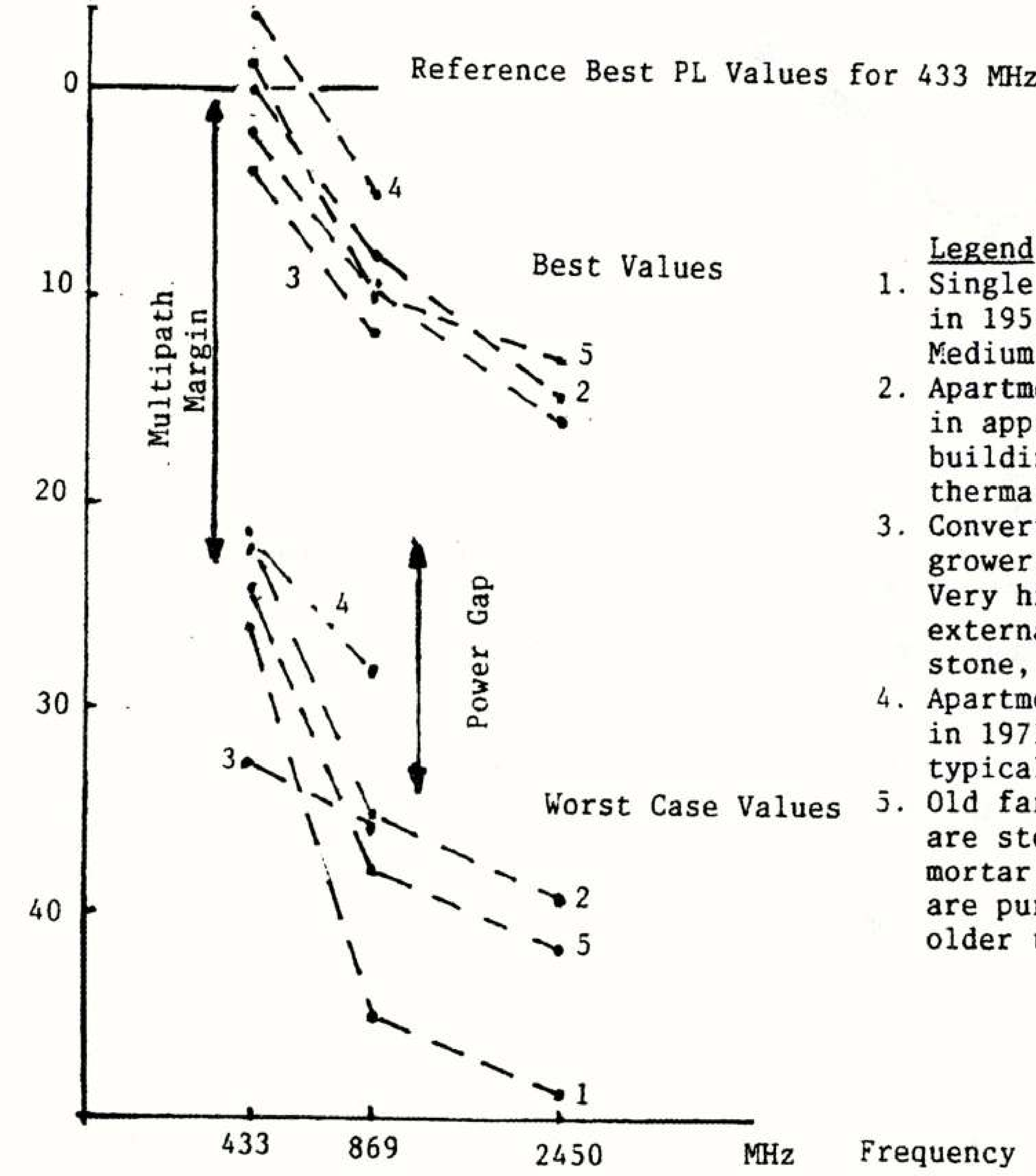
Measured path loss at 450 MHz in Manhattan and the Bronx and suburbs
(Note: Data for 10 miles and greater were taken on Route 1 towards New Rochelle and on Route 10 toward Dover.)

(SCALE CONVERTED to METRICS)

In-House Propagation

Pathloss

for distances of approx 5m ÷ 10 m

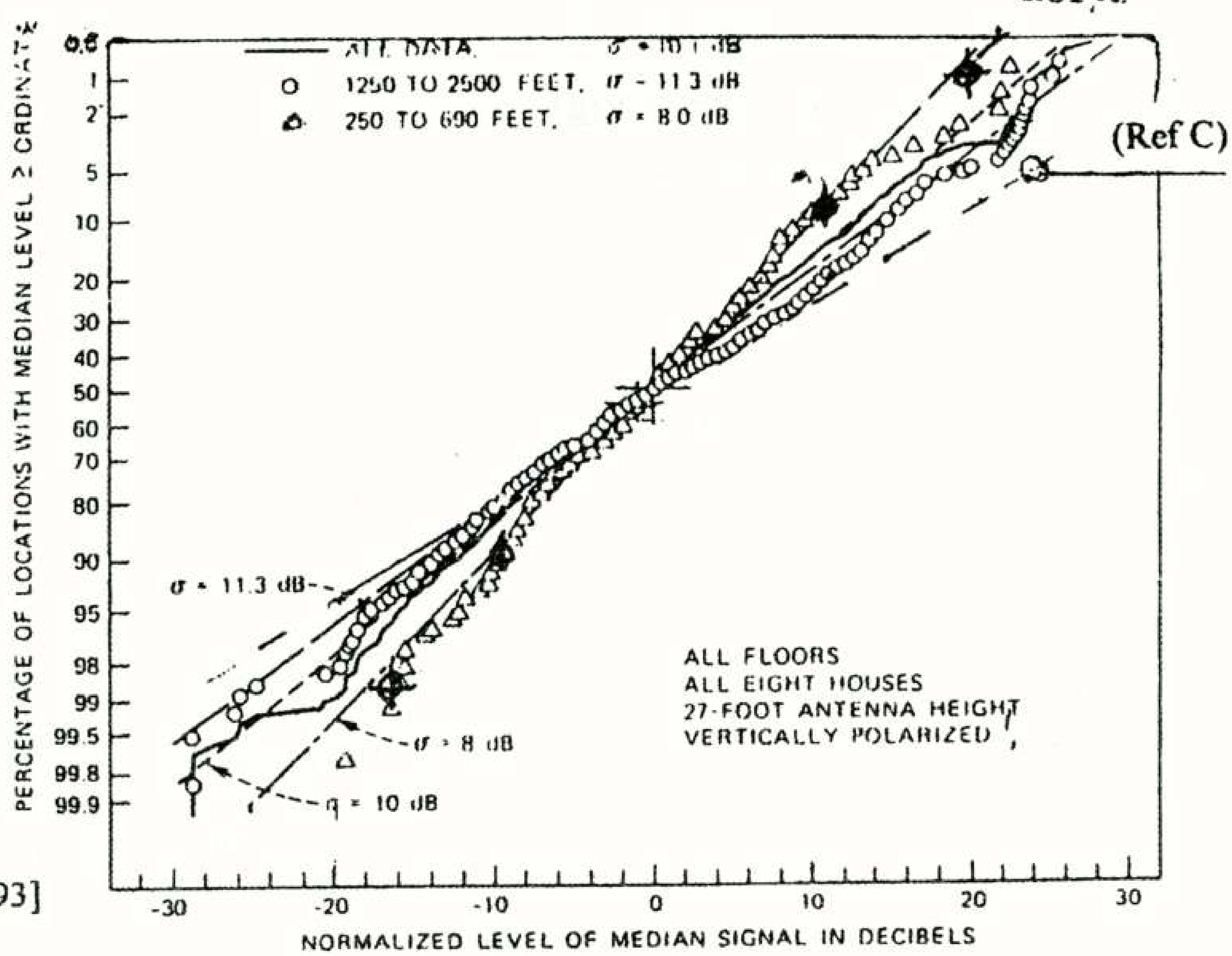


Legend:

1. Single house, built in 1956. Medium quality building.
2. Apartment building, built in appr 1985.High quality building, good sound and thermal isolation.
3. Converted house of a vine grower, built in 1846. Very high quality building, external walls built in stone, wooden floor.
4. Apartment building, built in 1971. Low quality, typical for this period.
5. Old farmhouse. The foundations are stones with some kind of mortar. The upper two floors are purely wooden constructions; older than 1856.

fig 2

Ref A.



Ref A: [93]

Fig. 30—Cumulative distributions for all floors and outside combined similar to those in Fig. 27. The regression trend removed was the solid line in Fig. 26.

Fig 3 Cumulative Distribution Function of Pathloss for Radiowaves within a building (Ref C)

measurements of Ref C have been restricted to the determination of the best value (lowest Pathloss) and worst case (highest Pathloss) value, taken as the 99 % and 1% level in figure 3.

These curves, depicted together in figure 3, generally illustrate the three categories of propagation, i.e. from outdoors to indoors including the corresponding σ-values of the CDF's. It is noted that indoor propagation (ref C) represents the widest distribution.

6. Evaluation Indoor PL tests (ref C).

6.1 Evaluation of Pathloss in different environments. (figure 1)

Graphs for Pathloss, PL versus distance,d, derived from Ref C give a general view of pathloss values observed indoors for all worst case values of 433, 869 and 2450 MHz, together with the best PL values for 433 MHz, to be used as reference. Details are given in paragraph 6.2. These graphs indicate median values of distances for each Pathloss level.
Graphs from Ref E (depicted only for 450 MHz), including its distribution levels, represent outdoor Pathloss measurements.

Figure 1 clearly illustrates the vast difference in Pathloss for outdoor and indoor propagation regimes, caused by different (i.e. compact or open) absorption and reflection scenarios for radiowaves.

6.2 Evaluation of In-House Multipath Effects (figure 2).

The multipath effect is analysed in detail (Ref C) for five typical residential buildings by determining both best- and worst case Pathloss values at a number of random locations. The best performance for 433 MHz is taken as relative reference.

The available number of measurements on 2.4 GHz was limited, as not all buildings of ref C had been tested for that frequency; besides, around 10 m distance, a number of locations at 2.4 GHz show worst case values below the receiver threshold, excluding so the corresponding valid measurements for 433 and 869 MHz from
comparing the Pathloss effects over all three frequency bands.

In order to present a clear picture of the propagation performance with frequency, each of the measured values for maximum Pathloss (worst case) in each of the houses at 433 MHz, 869 MHz, resp 2.4 GHz is compared with the PL-value for the corresponding distance on a common regression line made up from the full set of best testresults at 433 MHz i.e in absence of or with minimal multipath effects.

This line for best PL values (PL_T) at 433 MHz, as relative reference, when plotted exponentially, rather closely follows the straight line with distance of (2); it is indicated in figure 2 as Y = 0 dB as relative reference. It follows a line for a slope of $n \approx 9$:

$$PL_T = -23 + 90 \log d \text{ dB}. \qquad (3)$$

This 433 MHz regression line (PL_T) is valid from d > ≈ 5 m distance, where multipath becomes dominant; at the shorter distances the PL was not investigated thoroughly - as not of practical interest - but according to Ref D, it will follow a slope of approx 40 dB/decade, presented by equation (2).

The area over which the tests are carried out is limited by the occurence of low input power levels beyond 10 ÷ 12 m distances.

Next, from each of both best- and worst case measurements, the difference with the reference value on (PL_T) for the corresponding distance is determined (in dB).

Finally the *median* value of the resulting sets of differences, is taken as a representative indication of Pathloss for each of the buildings at each of the three frequencybands, for best- and worse case Pathloss as well; they are presented along the Y-axis of figure 2.

The dotted lines for best PL cases, i.e. in the absence of multipath follow from 433 to 2.450 MHz the tendency of $n \approx 4$, already indicated for the frequency component in equation (2), starting with a faster initial increase from 433 to 868 MHz.

The lower group of curves, representing the worst cases resulting from multipath effects, indicate the required operational margin for multipath. The general tendency here is a strong initial increase in Pathloss from 433 to 869 MHz, tapering off for 2.450 MHz.

This increase in worst case values with frequency,indicated in figure 2 as the *Power Gap* between 400 and 869 MHz transmissions (≥≥ 10 dB) at the same time represents the increase of transmitter power required for transmissions in the 860 MHz band compared to transmissions in the 400 MHz band - to compensate for the decrease in availability in the 860 MHz band.

For the 2.4 GHz band, compared to 433 MHz, the *Power Gap* is appr. 20 dB.

It is noted that figure 2 in general shows higher Power Gap values for high quality buildings!

7. Conclusions.

In-house UHF Transmissions operating under worst case conditions as e.g. one-way mobile alarm systems, are rather vulnerable to multipath effects. This effect increases strongly with frequency:

> For the same availability, transmissions in the 868 MHz band require at least a 10 dB higher radiated power level (*Power Gap*) compared to transmissions in the 400 MHz band.
>
> For 2.4 GHz transmissions the *Power Gap* for the same availability as with the 400 MHz band is appr. 20 dB.

8. Acknowledgement.

The author is very grateful to CERBERUS (CH) for using one of its publications to illustrate the reduction in availability of low power alarm systems in UHF frequency bands, caused by multipath effects and its frequency dependency in particular.

In order to verify the conclusions in more detail, the author would appreciate assistence from readers having knowledge of similar UHF propagation tests within buildings.

9. References:

Ref A

H. Hashemi, *"The Indoor Radio Propagation Channel"*

+ 281 references of which were selected:

papers 1, 26, 27, 28, 40, 55, 57, 63, 78, 82, 89, 93, 104, 132, 135, 151, 185, 204.

Proceedings IEEE, vol. 82 No 9 1994 pp. 943 - 967

Ref B
H.L. Bertoni. *"UHF Predictions for Wireless Personal Communications"* + 116 references.
Proceedings IEEE, vol. 82 No 9 1994 pp. 1333 -1356.

Ref C
Lukas Müller and Walter Vollenweider, Cerberus AG Männedorf Switzerland: *"Measurements of Radio Propagation in Buildings"*
LPRA Conference, Birmingham 29 - 31 Oct 1996.

Ref D
A Santamaria, F.J.Lopez-Hernandez ed.:
"Wireless LAN Sysems". Artech Norwood MA USA, 1994, Chapter 6: Philip Constantinou: *"Properties of Wireless RF Channels".*

Ref E.
W.Rae Young,
Bell Systems Technical Journal Nov. 1952, (figure 1 right-hand side only).

Curriculum Vitae

Lambertus J.W. van Loon

- Technical University of Delft,the Netherlands,1953, Life Senior Member IEEE.
- Enlisted Officer of the Royal Netherlands Navy, 1953-1955
- Philips Telecom Industries, 1955 - 1986: Development mobile VHF/UHF radio equipment, including Telemetry equipment for the former European Launcher Development Organisation (ELDO).
- On loan to Comsat Corporation, Washington DC, for participation in the lay-out and lining-up of multiple access systems for Intelsat satellites, 1965 - 1968.
- Design Netherlands Earthstations and the communication system of the Netherlands Astronomical Satellite, ANS
- Videoconferencing trial together with Netherlands PTT
- Participation in international standardisation of Videotex and Teletext at CCITT, CCIR and ISO.
- Consultant in Telecom and Electronic Systems since 1987, activities on radio alarm systems for elderly and handicapped persons. Participation in ETSI TC ERM and CENELEC TC 79.

Mr van Loon can be reached at Dr Kuyperlaan 56, 1272 HS Huizen. Netherlands,
Phone/Fax +31 35 5251658 and
e-mail: vanloon.consult@wxs.nl

*) The author is sponsored by Estafette BV, P.O.Box 111, 6114 ZJ Susteren, Manufacturer of Social Alarm Systems and Member of ETSI TC ERM (EMC and Radio Matters) and CENELEC TC 79 (Alarmsystems).

PROFESSOR DR.ING. CLARENCE FELDMANN 1867-1941 HOOGLERAAR ELEKTROTECHNISCHE CONSTRUCTIELEER ADVISEUR PROVINCIALE ELEKTRICITEITSNETTEN-NEDERLAND

ir. W.W. Schongs Pr.Eng.

Inleiding - Empirie en theorie

Het leerboek *Handbuch der Elektrotechnik* dat Clarence Feldmann tijdens zijn studie gebruikte, ging over het empirisch ontwerpen van gelijkstroom-dynamo's. Het werk, dat uit 1886 dateerde, liet goed zien dat er in die dagen over het wezen van de machines nog heel wat onduidelijkheid bestond. Dat men zoekende was, bleek ook uit het grote aantal dynamo-modellen dat erin de revue passeerde. Uiterlijk werd hun verschil vooral bepaald door de vorm van het ijzeren juk met de veldspoelen. Als rotor werd in de regel een ringanker toegepast, eventueel met gepatenteerde wikkeling. Met een bespreking van de moderne massieve rotor met ankerstaven besloot de auteur Kittler het boek. Voor dynamo's bestond inmiddels een markt en een industrie. Het bouwen van dergelijke machines was in hoge mate een kwestie van gevoel; meer een kunst dan een kunde. Studenten in de elektrotechniek leerden bestaande machines goed te observeren, om ze later in hun loopbaan al dan niet vergroot ná te kunnen bouwen.

Gramme had als eerste het proces van de commutatie begrepen. De door hem uitgedachte, betrouwbare collector had grote betekenis, want hierdoor was continue stroomopwekking met roterende machines mogelijk geworden. Met name voor licht- en krachttoepassingen was gelijkstroom geruime tijd de enige stroomsoort. Koolspitslampen werkten naar behoren en het regelen van elektromotoren ging soepel. Voor het berekenen van de verdeelnetten kon men in beginsel volstaan met de wetten van Ohm en van Kirchhoff. Een praktisch nadeel was dat spanningsverliezen onvoldoende gecompen- seerd konden worden. Een oplossing was geweest om over te gaan op wisselstroom, om met transformatoren de netspanning te regelen. Maar daarvoor was de technische kennis van wisselstroom nog te beperkt. Des te meer waardering verdiende de eerste volwaardige transformator van Ganz uit 1885, die geheel op basis van prak-tische ervaring tot stand was gekomen. Wel kon men op den duur meer exacte berekeningen maken. Aanzet vormde de theorie die Maxwell in 1873 publiceerde, waarin hij het verband legde tussen magnetisme en electriciteit en waarmee hij de elektromagnetische veldwerking had beschreven, die men later inderdaad kon aantonen. Het grote belang van dat werk bleek, toen het naar praktische uitkomsten kon worden herleid. Zo kwam Hopkinson in 1886 met een formule voor de flux door een magnetisch circuit en legde Fleming in 1890 de basis voor de algemene wisselstroomleer.

Opleiding-Ingenieur

Clarence Feldmann werd geboren op 14 januari 1867 te New York; hij overleed op 21 juli 1941 te Delft. Nadat zij in 1873 alleen was komen te staan, besloot zijn moeder zich in Fürth (Beieren) te vestigen. Daar doorliep hij de *Realschule* (HBS). In 1883 begon hij de 2-jarige cursus werktuigbouwkunde aan de *Industrieschule* te Neurenberg. In 1885 behaalde hij glansrijk het diploma. Dat bracht hem in het tweede studiejaar elektrotechniek van de TH-Darmstadt. Mede door Kittler wist het instituut bekwaam op de nieuwe ontwikkelingen te anticiperen. Bij een TH-prijsvraag over het meten van wisselstroom werd Feldmann's inzending als beste gewaardeerd. Naar eigen zeggen was dat bepalend voor zijn verdere loopbaan. In 1888 slaagde hij met lof voor het ingenieursexamen; erna assisteerde hij korte tijd zijn afstudeer-professor Kittler.

April 1889 zou Feldmann voor 17 maanden naar de firma Ganz te Boedapest vertrekken. Deze leverde onder meer complete verlich- tingstingsinstallaties. Na het succes met de transformator onderzocht men de verdere mogelijkheden van wisselstroom. Op het laboratorium had Feldmann een wezenlijk aandeel in de totstand- koming van een kilowattuurmeter met draaischijf. Een goed werkende éénfase-elektromotor zou de laatste bezwaren tegen wisselstroom kunnen wegnemen. Daarom was men met de ontwikkeling ervan gestart. Feldmann testte het proto-type, dat goed aan de eisen voldeed. Helaas voor Ganz zou het ontwerp enigszins overschaduwd worden door de draaistroom-inductiemotor van Von-Dolivo Dobrowolsky.

In Boedapest was Josef Herzog de baas van Feldmann; ze vatten het plan op gezamenlijk te publiceren.

In 1890 trad Feldmann in dienst bij Helios te Keulen. Men had zopas een order ontvangen voor de nieuw te bouwen stadscentrale met één 150kVA- en twéé

450kVA-generatoren, alle voor éénfasige wisselstroom. Feldmann's eerste werk bestond uit het ontwerpen van opwekmachines en verdeelnetten en het beproeven van hoogspanningsmaterieel. In 1892 werd hij belast met het in bedrijf stellen van de nieuwe Keulse centrale. Aansluitend moest hij het parallelbedrijf van de twee 450kVA-eenheden uitvoeren.

Vanaf augustus 1894 was hij hoofd Constructies en Laboratorium, een functie met technische uitdagingen. Juist daarover ontstonden conflicten. Helios was in het bezit van de draaistroom-patenten van Tesla. Feldmann wilde graag enkele toepassingen ervan nader onderzoeken, maar de directie zou dit stelselmatig tegenhouden. Met de idee-fixe dat alleen éénfasige wisselstroom toekomst had, had men ter bescherming van eigen afzet Tesla's patenten gekocht.

Aldus oordeelde een rechtbank, die de patenten nietig verklaarde.

In 1900 kreeg Feldmann bij Helios de leiding over de afdeling Centrales. De post had hem vast meer voldoening gegeven, als de firma niet zo veel tegenslag had ondervonden. Het gevolg was dat men hem belastte met het afkopen van verliesgevende contracten en dat hij meer als handelsreiziger moest optreden. Toch waren zijn jaren bij Helios, van 1890 tot 1902, rijk aan ervaring geweest en na kantooruren had hij steeds ongehinderd aan boeken en artikelen kunnen werken.

Privaatdocent - Hoogleraar TH-Delft

In 1902 werd Feldmann privaatdocent aan de TH-Darmstadt. Zijn lessen over omvormers, kilowattuurmeters en hefwerktuigen waren facultatief. Het honorarium was gekoppeld aan het aantal toehoorders. In 1903 kwam zijn boek over asynchrone generatoren uit, terwijl 'Leidingnetten' uit 1893 in herdruk ging.

In 1904 maakte hij een grote studiereis door de Verenigde Staten. Behalve de wereldtentoonstelling in St. Louis, bezocht Feldmann centrales, fabrieken en hogescholen en ontmoette hij enkele voor- aanstaande onderzoekers. Die Amerikaanse impressies beschreef hij in een aantal opstellen over verlichtingssystemen, stoomturbines, turbogeneratoren en (lange) transmissielijnen.

In 1905 zocht de Afdeeling der Electrotechniek naast de docenten Snijders, Van Swaaij en Van der Bilt nog een hoogleraar Electrotechnische Constructies. Volgens de benoemingscommissie was de juiste man in Nederland niet te vinden, dus zou het een buitenlander moeten worden. Hoewel niet direct als eerste kandidaat aangemerkt, kreeg Feldmann in 1905 de waarneming van het onderwijs in de elektrotechnische constructie en de elektrische voorzieningen opgedragen. De elektrotechnische kennis die men in de persoon van Feldmann in huis haalde was zeer omvangrijk. In veertien jaar had hij veel meegemaakt: onderzoek, ontwikkeling en constructie. Hij was internationaal georiënteerd en als vakauteur bezat hij naam. Tevens had hij geleerd met opdrachtgevers te onderhandelen en had hij sterkstroom-projekten begeleid. Hierdoor was hij in het nauwelijks geëlektrificeerde Nederland een autoriteit en zou een aantal provincies spoedig een beroep doen op zijn deskundigheid. Aan het begin van zijn professoraat in Delft hield hij een werkelijk voorbeeldige intree-rede. Heel genuanceerd schetste hij de contouren van 'de ware ingenieur', waarbij hij de toehoorders met milde ironie voor de keus stelde machines in Amerika te bestellen òf deze zèlf te leren maken. Uit zijn rede bleek echter niet, of hij op gebied van elektrische machines hier inderdaad een soort eigen cultuur wilde stichten. Omdat er reeds goede literatuur bestond en ontwikkelingen snel gingen, vond Feldmann het mogelijk te vroeg om nog meer boeken uit te brengen. Maar zijn studenten vergat hij niet; bijna meteen waren er handleidingen bij het college Electrotechnische Constructie. Bij het andere vak, de Electrische Voorzieningen, kon gebruik worden gemaakt van de werken 'Leidingnetten' en 'Verlichting'. Toch was de ervaren ontwerp-ingenieur ervan overtuigd dat de opleiding méér moest omvatten dan theoretische beginselen en praktische toepassingen. Begrip alléén was niet voldoende. Ter afronding van de opleiding zou men nog enig creatief, elektrotechnisch denken moeten aanleren. Hoewel weinig ingenieurs professionele machine-bouwers werden, leek hem een ontwerp-prakticum Machines het beste middel daartoe. Het zelf uitdenken en berekenen maakten de essenties pas echt duidelijk. Alle begin was moeilijk; daarom gold als eerste opgave een leidingnet of een transformator. Pas in een latere fase mocht men een machine construeren. Nochtans waren die oefeningen niet meer dan Feldmann's laatste handreiking op weg naar 'de ware ingenieur'. De onontbeerlijke praktijkervaring moest men zichzèlf nog verschaffen.

Publicaties - Herzog & Feldmann

Als student en winnaar van een prijsvraag schreef Feldmann in 1888 het stuk: *'Zur Theorie des Elektrometers'*. Daarna zou hij regelmatig publiceren. In meer dan tweehonderd artikelen kwamen alle aspecten van de elektrotechniek een keer aan bod: centrales, netten, generatoren, motoren en transformatoren; verlichting; elektrische treinen, trams

en automobielen; meten/testen; boek- recensies; provinciale elektrificatie; normalisatie; onderwijs.
Voor het schrijven van leerboeken was zijn tijd bij Helios zeer vruchtbaar. In 1895 verscheen een tweedelig boek over transformatoren, in 1903 een boek over asynchrone generatoren. De in 1890 begonnen samenwerking van Herzog en Feldmann resulteerde in diverse artikelen en in vijf theorieboeken, waarvan *Berechnung elektrischer Leitungsnetze* (Leidingnetten) uit 1893 en *Handbuch der elektrischen Beleuchtung* (Verlichting) uit 1898 grote bekendheid kregen en enige malen in herdruk zouden gaan. In hun gezamenlijke artikelen bespraken ze vooral praktische zaken zoals de weerstand van wisselstroomleidingen, ijzeren geleiders, ijzeren en houten masten, het gebruik van porselein of rubber, beproeving van kabels en het keuren van transformatorblik.
Josef Herzog's onverwachte verscheiden in 1915 maakte grote indruk op Feldmann. In zijn voorwoord bij de derde uitgave van het boek Leidingnetten stond hij uitvoerig stil bij deze vriend en collega. Nog verscheidene andere grote namen die de vakwereld ontvielen zouden door hem met een in memoriam worden geëerd.
Toen zijn landelijke adviseurstaken het toelieten werd Feldmann secretaris van de Senaat. Tijdens het academisch jaar 1924-1925 trad hij op als Rector Magnificus; in 1926 werd hij tot Ridder in de Orde van den Nederlandschen Leeuw benoemd. Met het aantreden van Thierens in 1925 werden ook zijn onderwijstaken wat verlicht en kon hij de pen weer opvatten voor het schrijven van de vier- delige reeks handleidingen 'Electrotechnische Constructie'.

Provinciale elektrificatie

De Nederlandse elektriciteitsproductie was rond 1900 in handen van vele grotere en kleinere centrales. Rendabele gebieden waren snel geëxploiteerd, terwijl onrendabele gebieden werden vergeten. Men besloot deze sector per provincie te structureren. Als een stellingname hiertegen werd de Vereeniging van Directeuren van Electriciteitsbedrijven in Nederland (VDEN) opgericht.
Tot 1905 had Feldmann alleen ervaring met stadscentrales, maar advieswerk in Zuid-Limburg en in Twente had hem gauw het nodige inzicht in de landelijke situatie gegeven. Alhoewel zeer sociaal voelend, was hij weer niet echt politiek of confessioneel geëngageerd. Evenmin had hij bindingen met het bedrijfsleven. Dit alles maakte hem tot een zeer geschikt technisch raadgever voor de provinciale elektriciteitsbedrijven, die voor de statuten, normen en tarieven onder toezicht van Gedeputeerde Staten kwamen te staan.
Van de provincie Groningen kreeg Feldmann in 1909 zijn eerste opdracht, erna kwamen Friesland, Gelderland, Utrecht en Zeeland.
Doorgaans begon hij zijn werk met een bezoek aan de plaats van de centrale en een inspectie van het geplande hoogspannings-tracé. Als overheidsbedrijf moest alles solide zijn. Storingen schaadden het vertrouwen van het publiek en drukten het bedrijfsresultaat. Daarom paste hij alleen díe apparatuur en technieken toe, die zich in de praktijk hadden bewezen. Ter voorkoming van corona of doorslag hield hij de spanningen op een veilig niveau. Bij financieel interessante offertes was hij wel bereid iets af te wijken van het oorspronkelijke ontwerp. Heel lang trachtte hij de kosten van centrale en verdeelnetten aan elkaar gelijk te houden. Dat bleek onmogelijk. Begin jaren twintig waren netten ruim twee maal zo duur als centrales.
De capaciteit van een stelsel moest altijd groter zijn dan de netbelasting, terwijl de rentabiliteit afhing van de kWh-verkoop. Bij zijn aannames gebruikte Feldmann vele, uiteenlopende bronnen. Toch zouden Gedeputeerde Staten de door hem becijferde kVA's in de regel zodanig verhogen dat een eventuele pieklast twee maal was afgedekt. Op die manier liep men vooruit op een stijgende netbelasting en beschikte men over enige reserve-capaciteit. Dat laatste was onmisbaar omdat provinciale stelsels eilandnetten waren en uitval van generatoren dus niet van buitenaf kon worden opgevangen. Alles had evenwel een voorspoedig verloop. In de meeste provincies werden de verwachte kilowattuur-cijfers reeds jaren vóór de planning gehaald. De onverwachte méérvraag naar stroom kwam vooral door de grote fabrieken.
Tegen de tijd dat de netten waren voltooid, was de VDEN -met haar ingenieurs- tot een bekwaam advieslichaam geworden, waardoor men Feldmann's deskundigheid minder vaak zou inroepen. Als erkenning voor zijn uitstekende diensten aan het Land werd Feldmann in 1937 benoemd tot Commandeur in de Orde van Oranje-Nassau.

Promoties

Voor een zestal Delftse ingenieurs trad Feldmann op als promotor:

- Gelder G. de: Het kabelnet der Gemeente Amsterdam, 1907
- Dijk J.W. van: Parallelbedrijf van wisselstroommachines, 1909
- Manders J.H.M.: Application of direct analysis, 1919
- Nolen H.G.: Transformatorvelden, 1925

- Voorhoeve N.A.J.: Regeling door ontladingsbuizen, 1930
- Tollenaar F.: Hogere harmonischen bij kooiankermotoren, 1937.

Overige functies en onderscheidingen

- President Nederlandsch Electrotechnisch Comité, 1911
- Buitengewoon lid Octrooiraad, 1912
- Buitengewoon hoogleraar Handels Hogeschool Rotterdam, 1913-1920
- Erevoorzitter Electrotechnische Vereeniging, 1920
- Voorzitter International Electrotechnical Commission, 1927-1930
- Erepresident Conférence Internationale des Grands Réseaux, 1930
- Doctor honoris causa, TH-Darmstadt, 1932
- Fellow Royal Society, 1935.

Conclusies
- Vak-auteur en leraar
- Bevordering ingenieurswetenschappen
- Adviseur provinciale elektriciteitsnetten
- Grondlegger elektrotechnische constructieleer in Nederland.

Bronnen-verantwoording (chronologisch):

- KITTLER E.:Handbuch der Elektrotechnik. Stuttgart, 1886.
- HERZOG J. & FELDMANN C.:Berechnung elektrischer Leitungsnetze, *(LEIDNINGNETTEN)*. Springer, Berlijn 1893, 1903, 1920 en 1927.
- HERZOG J. & FELDMANN C.:Handbuch der elektrischen Beleuchtung, *(VERLICHTING)*. Springer, Berlijn, 1898, 1901 en 1907.
- FELDMANN C.:Inaugurele rede TH-Delft, 1905.
- FELDMANN C.:Electrotechnische Constructie. Gelijkstroom, 1927; Synchrone machines, 1930; Transformatoren, 1930; Asynchrone machines, 1933. Uitgeverij J. Waltman Jr., Delft.
- V.D.E.N.: Prof.Dr.Ing. C.Feldmann, zijn beteekenis voor de electriciteits-voorziening van Nederland. 's-Gravenhage, 1937.
- FELDMANN C.: inGedenkboek aangeboden aan Prof. Feldmann bij zijn aftreden als hoogleraar TH-Delft in 1937. Waltman, Delft.

Correspondentieadres van deauteur:
Werkgroep Geschiedenis der Elektrotechniek TUD,
Mekelweg 4, 2628 CD Delft.

Dit is het laatste van een serie artikelen over vroegere hoogleraren elektrotechniek aan de TU Delft.
Er verschenen in dit tijdschrift artikelen over:
- *prof.ir. L.H.M.Huydts (deel 59- 1994)*
- *prof.ir. C.L. v.d. Bilt (deel 61- 1996)*
- *prof.dr.ir W.Th. Bähler (deel 61-1996)*

(red.)

Reactties van lezers.

De nieuwe verschijningsvorm van dit Tijdschrift heeft geleid tot een aantal positieve reacties van lezers. De redactie is hiervoor zeer erkentelijk en ziet er een stimulans in om op de ingeslagen weg door te gaan.
Ook zijn wij verheugd te kunnen melden, dat enige leden zich hebben aangemeld als correspondent c.q. zich bereid hebben verklaard op andere wijze te willen meewerken aan het Tijdschrift. De eerste activiteiten van deze nieuwe medewerkers werden inmiddels gestart.

(Red.)

* * *

Hierbij mijn reactie op het artikel van Sideliner in Nr 1 1998 van het NERG tijdschrift :

Welke apparatuur kan worden bediend in een bepaalde omgeving en tijd (bv. de onze) door verschillende categorieën en individuen, is een variërend gegeven. Hiervan eerst enkele voorbeelden.

Momenteel zijn er waarschijnlijk weinig bejaarden die een PC gebruiken en over het Internet surfen; een groeiend aantal 55- en 60 plussers (waaronder zeker ook NERG leden) doet dit echter wel. Het gevolg is dat er in de toekomst in de kamers van de mensen in bejaarden tehuizen niet alleen het beeldscherm van de TV, maar ook dat van de PC aanwezig zal zijn, en dat de tehuizen zullen moeten zorgen voor Internet aansluitingen.
Andere vaardigheden en apparatuur daarentegen verdwijnen. De tieners (wat is dat een ouderwets woord geworden) van de 40-er tot de 80-er jaren waren vertrouwd met pick up's en platenspelers. Nu is het aantal jongeren dat zelf een zwarte schijf heeft gehanteerd sterk afgenomen en het daalt verder. Platenspelers zie je langzamerhand steeds minder in de huiskamers, overigens wel nog in sommige discotheken en bij sommige audioflelen.

Mijns inziens kunnen mensen zich aardig aanpassen aan nieuwe apparatuur en deze wordt geleidelijk ook klantvriendelijker. Denk bijvoorbeeld
aan de Help functie in PC's en tekstverwerkings- programma's, werkend volgens "what you see (on the screen) is what you get (printed)"; enkele jaren geleden was dat wel anders. Daarbij komt dat op vele MBO- en HBO opleidingen computerles wordt gegeven.
Aanpassing van mens en apparatuur is uiteindelijk een wederzijds proces waarbij een naar elkaar toe groeien plaats vindt.

Ik ben het ermee eens dat men moet proberen te voorkomen dat de ontwikkelingen (in onze omgeving en elders in de wereld) zo gaan, dat groepen en individuen buiten hun schuld achtergesteld worden, of zich zo (gaan) voelen, en daardoor de eerste stap naar iets nieuws niet nemen en afhaken, cq. worden afgehaakt.
In een beschaafde sociale maatschappij (Helaas moet ik nu vragen, Hebben we die nog?? en Willen we die nog??) dienen technologie en andere middelen ook toegepast te worden om dat "afhaken" te voorkomen. Dat is echter, boven de middelen uit, een kwestie van mentaliteit.
Als we alles uitsluitend overlaten aan commerciële overwegingen en het marktmechanisme, is het mijns inziens toch zo dat dan voor bepaalde groepen en individuen slechts een al te klein kraampje op een al te bescheiden plaats op de markt overblijft.

Met vriendelijke groeten,

ir. J.P. de Vries
Leiden

Vragen en Antwoorden

Vraag van een lezer

Na gedurende een aantal jaren actief te zijn geweest in een leraarsfunctie in de elektrotechniek bij het HBO, meet- & regeltechniek en aanverwante vakken, doe ik nu geheel andere dingen (meer op het artistieke vlak dan in de techniek). Ik heb altijd geprobeerd mijn vakkennis zo goed mogelijk op peil te houden, mede door mijn lidmaatschap van de NERG. Ik ben gelukkig nog aardig in staat de artikelen te volgen, ook al gaan de ontwikkelingen snel.
Van mij kunt U door deze situatie natuurlijk in het geheel geen bijdragen verwachten die heet van de naald zijn, maar juist wel de nodige achterstandsproblemen, die voornamelijk zijn ingegeven doordat ik al enige tijd uit de running ben. Ik denk dat er meer leden van het NERG zich in een met de mijne vergelijkbare situatie zullen bevinden, ook als zij nog wel aktief zijn in de techniek. Men kan bijvoorbeeld in het management van een technische firma terecht zijn gekomen, of in een andere tak naast het originele vakgebied en daarvan toch op de hoogte willen blijven.

lk zal u een voorbeeld geven van een vraag die ik heb, waarvan ik geen idee heb of er ooit al een antwoord op is gevonden door mijn vakbroeders en -zusters, of dat wellicht het hele idee domweg onzin is. Het gaat over het eventuele bestaan van de *dualiteit* in de computertechniek, in analogie met de dualiteit zoals die uit de theorie van de elektrische netwerken wordt gebruikt. Zoals bekend, bestaat er naast de maasmethode om elektrische netwerken door te rekenen de knooppuntmethode. Elk netwerk is op beide manieren uit te rekenen. De grootbeden van de componenten moeten dan wel worden aangepast. Stromen bij de ene methode hebben de functie van spanningen bij de andere methode, etc.
Mijn vraag is nu of er iemand is die weet of deze dualiteit zich ook voordoet bij de informatietechniek. Het is mij (hoogstwaarschijnlijk niet als enige) opgevallen dat er meestal in computers bijzonder weinig processoren zitten (vaak zelfs maar één) en vaak tientallen miljoenen malen zoveel geheugenplaatsen. Ik vroeg mij af of het duale geval hiervan niet een computer zou zijn met maar één (of een zeer beperkt aantal) geheugenplaats(en) en wellicht miljoenen processoren. De praktische uitvoering ervan laat ik maar even in het midden, omdat een processor natuurlijk een veelvoud kost van een geheugenplaats.
Een logiscb gevolg van deze opbouw is volgens mij dat een mono-processor-computer eigenlijk is gemaakt voor boekhoudkundige processen (veel gegevens, weinig onderlinge relaties). Voorbeeld: een uitleenadministratie van een bibliotheek met veel leden, nog veel meer boeken; gegevens die onderling maar weinig verband vertonen en een proces dat vaak nog erg eenvoudig is ook (uitgeleend of niet uitgeleend).
Het feit dat computers ook nog iets anders kunnen is alleen te danken aan bet introduceren van min of meer ongeoorloofde ingrepen. Een Megaprocessor-computer is m.i. juist voor het omgekeerde geschikt: (veel onderlinge relaties, weinig gegevens). Voorbeelden hiervan zijn in de simulatietechniek voorhanden: wat is de invloed van de dollarstijging op de export? Een vraag waarvan het antwoord wordt gegeven door miljoenen onderlinge samenhangende verbanden, maar slechts met 1 ingangs-'signaal' en 1 uitgangs-'signaal'.

Voor de programma-opbouw heeft deze duale opbouw belangrijke gevolgen. Omdat de huidige computers maar weinig processoren hebben, moeten de onderdelen van de door te rekenen processen noodgedwongen na elkaar worden uitgerekend. De meeste computertalen hebben dan ook een opbouw van eerst-dit-dan-dat. Soms is dat in overeenstemming met de door te rekenen processen, maar soms ook niet. Juist door het sequentieel behandelen van simultaan optredende processen kan men instabiliteiten introduceren die in de praktijk niet voorkomen. De instabiliteiten zijn dan louter het gevolg van het ten onrechte na elkaar berekenen van simultaan optredende toestanden. Een belangrijk voorbeeld hiervan treft men aan bij meet- en regeltechnische simulatieprogramma' s die tijdsonafhankelijke teruggekoppelde systemen moeten berekenen. Zij zijn hiertoe niet altijd in staat en gaan 'trippen' op de doorrekenfrequentie. Bij tijdsafhankelijke systemen gaat het meestal wel goed, mits men vele rekenslagen toepast binnen de tijdsconstanten van de onderhavige processen. In feite heeft men in dit soort systemen behoefte aan een tijdsonafhankelijke computer. Dit ideaal is nooit te bereiken omdat een berekening altijd een klein

beetje tijd zal blijven kosten, maar een principiele verbetering is bij het toepassen van een Mega-processor-computer zeker te halen. Bij een enkele processor kost bet berekenen ook tijd, maar daarnaast is er bij de enkelprocessor-computer een programmerings-vertraging. Elke in het proces deelnemende variabele komt pas aan de beurt als ook alle andere berekend zijn. Deze programmeringsvertraging elimineert men in ieder geval met een Mega-processor-computer. Ook de programma-opbouw verandert daarmee. De *dit-na-dat* programmering kan vervangen worden door het weergeven van de relaties, zoals ze *op-ieder-moment* gelden. Een programma als tijd-schema wordt op die manier vervangen door een programma als een relatie-schema. Dat relatie-schema hoeft niet rotsvast te liggen, evenmin als dit het geval is bij de 'dit-na-dat relaties' bij de enkel-processor computer. Men kan bij het relatie-schema vlottende relaties maken en ze via voorwaardelijke statements beinvloeden. De tijdsgebonden lijst van opdrachten in de ene computer, wordt daarmee een relatiegebonden lijst in de andere computer.
In de diverse computer-vakbladen kon en kan men al jarenlang lezen dat het programmeren van parallelle computers zo lastig is. Het lijkt wel of parallelle computers nauwelijks andere eigenschappen hebben dan hun lastige programmeerbaarheid. Men schroomt ook niet om te vermelden dat de klassieke (wetenscbappelijke) programmeertalen, zoals het klassieke FORTRAN, het op parallelle computers bijzonder slecht doen, wat in mijn ogen niet anders dan logisch is, gezien de mono-processor-achtergrond van dit soort talen en dientengevolge hun sequentiele opbouw van opdrachten.

Mijn vraag is nu: bestaat er een theorie over het duale karakter van processoren en geheugens? Bijvoorbeeld dat bij een mono-processor-computer de processor sequentieel voor alle bewerkingen zorg moet dragen, terwijl bij een mono-geheugen computer het ene geheugenplaatsje sequentieel voor opslag van alle variabelen zou moeten dienen? Welke grootheden zijn elkaars duale tegenhanger bij de mono-geheugen-mega-processor-computer en de mono-processor-mega-geheugen-computer? Is hierover uitgebreide literatuur voorhanden? Of zijn beide extreme architecturen elkaars duale tegenhangers toch niet?

Dit zijn vragen die me al een tijdje bezig houden en ik kan me voorstellen dat er meer lezers zijn die dergelijke of geheel andere vragen hebben en ze graag zouden willen stellen aan experts die ongetwijfeld binnen bet NERG te vinden zullen zijn. Wellicht dat U voor dit soort gevallen een vraag-antwoord-rubriek in bet Tijdschrift zou kunnen overwegen.

Met vriendelijke groeten en de meeste hoogachting,

Ir. GESTMAN GERADTS, Jaap
"La Rode"
81700 Lempaut (FRANCE)

Volgend jaar met het NERG naar de Internationale Funkausstellung in Berlijn ?

Òm de twee jaar wordt in Berlijn de Internationale Funkausstellung (IFA) gehouden. Van 28 juli tot 5 augustus 1999 is dat weer het geval. Bijgaand is enige informatie over de vorige tentoonstelling in 1997 weergegeven en daaruit blijkt dat het een manifestatie betreft, die naar wij aannemen in het interessegebied van onze leden ligt

Enige leden van het NERG hebben het bestuur hierop opmerkzaam gemaakt en vervolgens is het voorstel gelanceerd om de interesse van de leden te peilen voor deelname aan een door het NERG te organiseren bezoek aan de Funkausstellung 1999. Dat zal dan in elk geval inhouden, het organiseren van de reis en het verstrekken van informatie betreffende 'highlights' van de tentoonstelling, hetgeen zowel betrekking kan hebben op producten als op de belangrijke voordrachten die er worden gehouden. Voor wat betreft de reismogelijkheid en daarmee samenhangend, de duur van het bezoek, zouden twee mogelijkheden kunnen worden onderzocht:

- een 1-daags bezoek; reis per vliegtuig: 's morgens heen en s'avonds terug.
- een 2-daags bezoek; reis per trein: 's avonds vertrekken met de slaaptrein, de volgende dag bezoek aan de IFA en dan 's avonds weer met de slaaptrein terug. Eventuele verlenging is uiteraard mogelijk.

Om voldoende voorbereidingstijd te hebben, is het zaak tijdig te weten of er voldoende belangstelling is om dit te kunnen organiseren. We kunnen dan ook onderzoeken welke eventuele reductie op tickets voor de reis en/of toegang te realiseren zijn.

Wanneer U geinteresseerd bent verzoeken wij U gaarne het bijgevoegde antwoordformulier te retourneren of te reageren via de web-site van het NERG. Zie daarvoor:

http://www.nerg.nl onder IFA 1999. U kunt dan ook door het invullen van het formulier uw wensen kenbaar maken.

Wij verwachten uw reacties v66r eind augustus 1998.

Het bestuur.

Internationale Funkausstellung Berlin vom 30.08. bis 07.09.1997

Die Internationale Funkausstellung Berlin ist die weltweit bedeutendste Ausstellung für alle Produkte der Unterhaltungselektronik, Informations- und Kommunikations-elektronik sowie Europas wichtigster Order- und Neuheiten-Termin der Branche. Alle am Weltmarkt führenden Hersteller stellen auf der IFA aus und präsentieren die gesamte Bandbreite des Consumer Electronics-Angebots: von Audio, Hifi und HighEnd über Fernsehen, Video, Camcorder, elektronische Fotografie, Informations- und Kommunikationselektronik, Multimedia, Services/Online-Dienste bis hin zu Antennen, Satelliten-Empfangsanlagen, Sende- und Studiotechniken sowie stationärer/mobiler Telekommunikation.

Die Partner der Consumer Electronics-, Kommunikations-, Entertainment-Industrie am deutschen Markt - Medien, wie die öffenthch-rechtlichen und privaten Anbieter von Hörfunk und Fernsehen - nutzen die IFA, um Kunden, Zuschauer und Hörer über Aufgaben, Programrne und techische Grundlagen ihrer Arbeit zu informieren. Hörfunk und Fernsehen berichten überdies deutschland-, teils Europaweit, über neun Tage lang umfangreich und umfassend vom Ausstellungsgeschehen, über Produkte, Branchen und Trends der Consumer Blectronics.

Umfangreiche fachliche Aktivitäten runden die IFA ab: Das "Fachhandelszentrum Handel und Handwerk" ist zentrale Anlaufstelle für die Fachbesucher aus aller Welt, das Technisch-Wissenschafiliche Forum gestattet einen Blick in die Zukunft der Geräte-Entwicklung bei Bild und Ton. Im ICC Berlin finden eine Fülle von begleitenden Kongressen und Tagungen statt, die innovative Themen, Techniken und Anwendungen der Consumer Electronics in ihrer gesamten Bandbreite behandeln.

Berliner Morgenpost 1997

UIT HET NERG

LEDENMUTATIES

Voorgestelde leden:

dr. M.J.C. van.den Homberg	Balthasar v.d.Polweg 276	2628 AK	Delft
dr.ir. P.T.M.v.Zeijl	Dasstraat 52	7559 AD	Hengelo

Nieuwe leden:

ir. M.J. Arts	Eemster 30	7991 PT	Dwingeloo
ing. A. de Bruin	Westwaarts 38	2711 AC	Zoetermeer

Nieuwe adressen van leden:

ir. J.F.G. de Boer	Talinglaan 24	2261 DE	Leidschendam
ir. P.G.M. de Bot	Chopinlaan 2	5583 XV	Aalst-Waalre
ir. J.H.A. Feijes	J. Ligthartstraat 6	2273 AD	Voorburg
ir. J. Grooten	Westenbergmate 111	8014 MH	Zwolle
ir. P.L. Hoernig	Thomas a Kempisstr.36-A	3117 CC	Schiedam
prof.dr.ing.J.A.G.Jess	Zwanenven 21	5645 KR	Eindhoven
ir. Y.L.C. de Jong	Kolfstraat 195	3311 XL	Dordrecht
prof.ir. A. Kok	Zr. Bossstraat 22	5221 JP	's-Hertogenbosch
ir. F.F.Th.v.Odenhoven	Duinlaan 73	5691 EJ	Son
ir. M. de Reuver	Gouvernestraat 50-B	3014 PP	Rotterdam
ir. J. Tasche	Visschersplein 75 a	3511 LX	Utrecht
ir. H.J. Visser	Erasmusweg 1173	2542 PT	'Gravenhage

PERSBERICHT

van de International Telecommunication Union

16 April1998 :

ITU APPROVES A STANDARD FOR TRANSMISSION SYSTEMS FOR INTERACTIVE CABLE TELEVISION SERVICES

Geneva - The ITU Study Group 9 which deals with standards for cable television systems, has approved a landmark standard which will allow transparent bi-directional transfer of Internet Protocol (IP) traffic, between the cable system hub and customer locations over an all-coaxial or hybrid-fiber/coax (HFC) cable network.

This standard, designated Recommendation J.1 12, defines modulation protocols for high-speed bi-directional data transmissions, such as those used for Internet communications. Recommendati~J. 112 will enhance interactive cable television servjces providing transmission data rates up to 30 Mbps, and should result in worldwide economies of scale and interoperability benefits.

"This work is a significant achievement for the ITU as it supports the needs of industry to produce advanced data communication equipment for the emerging cable television services" said José Luis Tejerina, Chairman of the Study Group. "Worldwide standards enable the economies of scale and lower costs so important to telecommunication infrstructures and developing countries" he added.

Over 60% of all households worldwide have a TV and 15% are already cable TV subscribers compared to 40% that have a phone line. Given the phenomenal take-up rate of the Internet which has now over 50 million users, the availability of two-way transmission systems is expected to be a boon for the cable TV industry which already boasts over 200 millions of consumers worldwide. Moreover, cable systems could represent, for developing countries, a promising avenue to leapfrog to broadband networks capable of supporting voice, video, data and Internet services.

Recommendation J.1 12 includes three annexes which address the unique requirements of the European, North American and Japanese/Asian sectors respectively.

Web site at http://www.itu.int/ncwsroom

Gateway to 21st Century Communications Village

VTC 1999 - Fall

50th Vehicular Technology Conference
September 19 - 22
Amsterdam
The Netherlands

September 19-22, 1999 * RAI Conference Centre * Amsterdam, The Netherlands

FIRST CALL FOR PAPERS

➔ Considering the enormous growth in the wireless and mobile communications activities throughout the world and increase in the attendance in the Vehicular Technology Conference (VTC), IEEE Vehicular Technology Society decided to hold VTC twice in a year from 1999, one meeting being organised in North America, and the other meeting, outside North America.

➔ September 1999 will be a very important period for the mobile communication industries, operators, regulators, research laboratories and scientists, because Europe, USA, Japan, Korea and other countries will be finalising the third-generation of wireless and mobile personal multimedia communication systems towards creating the Global Communication Village for the 21st century. The European telecommunication market is expected to be completely liberalised in 1999.

➔ VTC Fall '99 will present technical sessions covering a broad range of topics, not limited to :

- Antennas for wireless communication
- Wireless propagation models
- RF technology
- Personal communications
- Multimedia communication
- FPLMTS/IMT-2000, UMTS
- MBS
- Advanced value added services
- Wireless ATM
- Air interference multiple access
- Multiple access protocols
- Wireless networks, WLANs, WMANs, WILL
- Integrated networks
- Satellite communications
- SATCOM networks and navigation
- Modulation, coding and synchronisation
- Vehicular electronics
- Intelligent transport system
- Spectrum management issues
- Radio-over-fiber and radio-navigation
- EMC, EMI
- Security and privacy
- Public and military applications
- Biological effects

➔ Besides the panel discussions on the hot topics, there will be also plenary sessions, as well as several tutorials and workshops on the topics of general interest in the field of wireless communications.

➔ Home page : http://irctr.et.tudelft.nl/vtc99/

➔ Deadlines :

Submission of abstracts	March 1, 1999
Notification of acceptance	April 29, 1999
Camera-ready papers due	June 30, 1999

➔ Submit an extended abstract of your contribution, in English, not exceeding 1000 words, in MS-Word or RTF format, by e-mail, fax and hardcopy (5 copies). Full name(s), affiliation, address(es), phone and fax number(s) and e-mail address(es) of the author(s) should appear on the title page. The submission should be addressed to the Conference secretariat :

VTC Fall '99 Conference secretariat
c/o EUROCONGRES Conference Management
J. van Goyenkade 11 NL-1075 HP Amsterdam The Netherlands
Fx. : +31-20-6737306 Ph. : +31-20-6793411 E-mail : VTC@eurocongres.com

Conference Chair
Ramjee Prasad
Delft University of Technology

Conference Vice-Chair
Kees Pannekoek
Libertel

Secretary
John Farserotu
NATO C3 Agency

Technical Programme Chair
Serge Prohoroff
Université Libre de Bruxelles

Proceedings Editorial Chair
Wim C. van Etten
University of Twente

Communications & Publicity Chair
Emiel van der Wal
Libertel

Conference Site Coordinator
Mark Hoevers
VFKA Telecommunications

Conference Site Coordinator
Esther E. A. Krijnen
VFKA Telecommunications

General Coordination
Mia v.d. Voort
Delft University of Technology

http://irctr.et.tudelft.nl/vtc99/

Cursus aankondigingen

PATO

- Communicatieve vaardigheden
  23-24 september 1998

- Leidinggeven en Human Resource Management
  30 september - 1 oktober 1998

- Onderhandelen en Conflicthantering
  7 - 8 oktober 1998

- VLSI - CAD for 2000 and Beyond
  A 3 - day International course
  29 - 30 juni en 1 juli 1998 in Delft

Contactadres: Stichting PATO,
Postbus 30424, 2500 GK Den Haag
tel.: 070 36 44 957 fax: 070 35 62 722
e-mail : info@pato.nl http://www.pato.nl

TOPTECH STUDIES TU Delft

- Managementcursus Interactieve Telecomdiensten
  10 dagen in de periode beginnend op 5 november 1998

  Blok- en data indeling:

  Blok I Netwerkontwikkelingen: 5,6 november
  Blok II Klanten, markten, dienstverlening : 16 - 18 december
  Blok III Communicatie en organisatie verandering: 13 - 15 januari '99
  Blok IV Strategie en implementatie : 18-19 februari '99

Contactadres: TOPTECH STUDIES
Postbus 612, 2600 AP Delft
tel. 015 278 80 19
fax: 015 278 10 09
e-mail: secr@toptech.tudelft.nl
homepage : http://www.toptech.tudelft.nl

Congres

Technologie van Morgen

EG - Liaison, in samenwerking met de Europese Commissie Vertegenwoordiging Nederland.

28 oktober 1998
RAI Amsterdam

Een praktische presentatie van de verschillende onderzoeksgebieden, alsook de verschillende aspecten van het indieningstraject van een Europees R&D-project.
Afgevaardigden van de Europese Commissie zullen aanwezig zijn.

Contactadres: Senter/EG-Liaison
Postbus 30732
2500 GS Den Haag
tel. 070 361 02 50
fax: 070 356 28 11
e-mail: congres@egl.nl

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

deel 63-nr.2-1998

INHOUD

DONATEURS VAN HET NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP

ALCATEL

ALCATEL Nederland BV
Postbus 3292
2280 GG Rijswijk

PHILIPS

Natuurkundig Laboratorium
Postbus 80.000
5600 JA Eindhoven

ERICSSON

Ericsson Telecommunicatie B.V.
Postbus 8
5120 AA Rijen

ROHDE & SCHWARZ

Nederland B.V.
Postbus 1315
3430 BH Nieuwegein

HEWLETT® PACKARD

Hewlett-Packard Nederland B.V.
Postbus 667
1180 AR Amstelveen

SIEMENS

Siemens Nederland N.V.
Postbus 16068
2500 BB 's Gravenhage

kpn research

Postbus 421
2260 AK Leidschendam

Telpro+ Telecommunicatie

Telpro plus BV
Postbus 9433
1006 AK Amsterdam

LIBERTEL

Libertel BV
Postbus 1500
6201 BM Maastricht

TNO

TNO Fysisch en Elektronisch Laboratorium
Postbus 96864
2509 JG 's Gravenhage

NKF KABEL

NKF KABEL B.V.
Postbus 26
2600 MC Delft

Stichting Wetenschappelijk Radiofonds Veder
Rotterdam

Verder in de elektrotechniek

VEV/ELEKTROTECHNISCH VAKONDERWIJS
Postbus 275, 3860 AG Nijkerk

Druk: Drukkerij Van Ek